

駆動電流の影響を受けないSRMのセンサレスロータ位置検出法に
関する研究

山本 健司

電気通信大学大学院情報システム学研究科
学位申請論文 博士(工学)
2015年6月3日

駆動電流の影響を受けないSRMのセンサレスロータ位置検出法に
関する研究

博士論文審査委員会

主査: 植野 真臣 教授
委員: 大須賀 昭彦 教授
委員: 栗原 聡 教授
委員: 田中 健次 教授
委員: 末廣 尚士 教授
委員: 工藤 俊亮 准教授
委員: 百目鬼 英雄 教授

著作権所有者

山本 健司

2015年

A Study on rotor position sensorless drive methods for switched reluctance motors

Kenji Yamamoto

Abstract

The switched reluctance motor (SRM) has some strong advantages in harsh environments, such as high temperature, owing to its simple structure. Many methods have been proposed so far to eliminate the rotor position sensor, which is necessary to commutate the torque-generating current correctly but can not work in such harsh environments; however, none of these methods have been successful.

An SRM, when used as a variable speed power source, requires a type of rotor position sensor (rotary encoder), because the current flowing into the motor needs to be properly commutated over the windings to continue its revolution. Therefore, many research and development efforts have been carried out in order to eliminate the sensor for controlling an SRM without it. The proposed systems to obtain the rotor position information without a rotary encoder can be divided into passive and active sensing methods. In a passive method, the phase current and voltage are measured and used to estimate to rotor position based on an analytical model of the motor. An active sensing system injects a signal—pulse or single-tone current—into one winding and detects it in another winding.

One serious problem in all the efforts, is that there are strong non-linear relationships between parameters measured and the rotor position to be estimated and that makes calculation of the rotor position complicated.

The proposed two sensorless SRM methods in this paper enable us to eliminate the sensor through injecting a signal in an SRM and detecting the induced signal over electric couplings in the motor in such a manner that the introduced signal theoretically does not interfere with the torque-generating current. With these methods, there is no need for complex inference nor calculation. One of these methods uses flux couplings between the windings, which depends on the rotor position. The other method makes use of a change in the capacitance between the stator and rotor salients in accordance with the rotor position change. Some simulations and experiments show the effectiveness of the proposed methods.

駆動電流の影響を受けないSRMのセンサレスロータ位置検出法に関する研究

山本 健司

概要

スイッチト・リラクタンス・モータ (Switched reluctance motor, 以下SRM) は構造が簡単であり、永久磁石を必要としないので、高速運転や高温環境での運転に適する。このため、空気の対流による放熱作用が期待できない宇宙空間など、高温環境での応用が期待されている。

SRMは回転子（ロータ）と固定子（ステータ）の双方に突出した極（突極）を持つ。ステータ側の突極には電流（駆動電流）を流す巻線が設置される。適切な突極巻線に駆動電流を流すことによりロータ突極をステータ突極に引き寄せることでトルクを発生させる。広範な用途に使われているブラシ付DCモータでは、転流はロータに設置された整流子が行う。このため、ブラシ付DCモータでは直流電圧を印加すればモータは回転を続けることができる。しかし、SRMを回転させるためには電子回路を使って転流を行う必要があり、適切なタイミングで転流を行うためにロータ位置を検出する必要がある。

転流タイミングを決定するロータ位置検出デバイスの使用温度範囲は現状で150°C程度が限界である。高温環境での動作に適応させるために、ロータ位置検出デバイスを用いずにロータ位置を検出する手法（センサレスロータ位置検出方法）が求められている。センサを省くことができれば、システムのコストダウンにもつながることから、これまでも多くのセンサレス手法が提案されてきた。しかし、実用的な提案がなされているとは言えない。この主な理由は、観測可能な巻線電圧および電流と、ロータ位置との関係が非線形性を持つため、モータを制御するために必要な計算速度を現状の工業製品で使用可能なリソースで得ることが困難であることである。

本論文ではこの問題を解決するために2つの実用的なセンサレスロータ位置検出方法を提案する。1つめは、ロータ位置に依存する突極間の静電容量（突極間静電容量）を計測してロータ位置を推定する手法である。ロータとステータはシャフトとベアリングを介して電氣的に互いに接続されているので、ロータ、ステータ突極間の静電容量は、そのままでは測定不可能である。しかし、容量検出用高周波信号を、駆動電流と直交する方向に注入すれば、駆動電圧、電流と非干渉になり、駆動回路の状態に関係なく信号の注入、検出が可能になり、トルク生成のための転流タイミングと無関係に信号電流を印加できるようになる。本論文では、この原理を利用して静電型センサレスロータ位置検出法を提案している。この手法ではトロイダルコアをSRMに組み込む必要があるが、高温に耐えるトロイダルコアは現状では高価であることと、SRMの構造設計変更が必要であるため、設計変更が必要のない2つめの手法として磁気型センサレスロータ位

置検出を提案した。この手法では、1つの相（駆動のために同時に励磁される巻線の組）において直列に接続される2つの巻線の接続点（中間タップ）を引き出し、これを駆動回路に接続される端子と共にロータ位置検出用信号注入・検出に用いる。中間タップを用いることにより、ロータ位置検出用信号を同相モード（相のどちらの巻線の磁束もロータ方向に向かう電流方向）で注入することができる。これに対し駆動電圧は2つの相巻線において磁束が同じ方向に発生する差動電流を発生する。巻線の空間的な配置の対称性より、同相電圧は他相に同相電圧となって伝達される。しかし、差動電圧である駆動電圧は同相電圧としては伝達されず、抑圧される。相互インダクタンスはロータ位置に依存するので、1つの相で同相電圧としてロータ位置検出信号を注入し、他の相で同相にて検出された信号の強度を計測すれば、ロータ位置を検出できる。このとき駆動電圧は抑圧されるので、駆動電圧と非干渉でロータ位置検出を行うことができる。

提案手法により、ロータ位置センサが不要となり、SRMの使用温度範囲を広げることができ、航空宇宙分野などでのSRMの応用拡大に貢献できる。また、従来の提案手法と比較して複雑な計算や推論を必要としないため、ロータ位置センサを省くことによるコストダウンに加えて、計算用ハードウェアリソースのコストを低減できる。本研究では、シミュレーション実験とSRMモータの実装による実験により、提案手法の有効性を示した。

目次

第 1 章 緒言	1
1.1 はじめに	1
〈1・1・1〉 通信工学分野から見た SRM の特性	2
〈1・1・2〉 情報工学分野から見た SRM の特性	3
1.2 SRM について	3
1.3 本研究の目的	6
1.4 本論文の構成	8
1.5 まとめ	8
第 2 章 センサレスロータ位置検出方法の先行研究	9
2.1 SRM のトルク生成式	9
2.2 SRM の駆動方式	14
2.3 SRM のセンサレスロータ位置検出方法の先行研究	17
2.4 これまでの SRM センサレスロータ位置検出法提案の問題点	18
2.5 求められている SRM のセンサレスロータ位置検出技術	19
2.6 提案する SRM のセンサレスロータ位置検出技術 (駆動電圧・電流と非干渉な検出方法)	
.....	20
2.7 まとめ	20
第 3 章 静電型センサレスロータ位置検出方法	22
3.1 理論	22
3.2 整列状態の検出方法	25
〈3・2・1〉 トロイダルコアを 1 つの突極に実装する場合	26
〈3・2・2〉 トロイダルコアを 3 つの突極に実装する場合	27
〈3・2・3〉 実験およびシミュレーションに使った SRM のモデル	30
3.3 突極間静電容量計測回路	34
3.4 信号電流によるトルクの発生	36
〈3・4・1〉 突極間静電容量によるトルク	36
〈3・4・2〉 実際のトルクの試算	39
3.5 回転により発生する電流の影響	40
3.6 実験回路	42
3.7 シミュレーションとシミュレーション結果	44
3.8 実験結果	46
3.9 非干渉性実験結果	47

3.10 まとめ	4 8
第 4 章 磁気型センサレスロータ位置検出方法	5 0
4.1 理論	5 0
〈4・1・1〉 巻線のインダクタンス変化	5 0
〈4・1・2〉 巻線間方程式	5 2
〈4・1・3〉 信号電流によるトルクについて	5 7
4.2 整列状態の検出方法	5 9
4.3 実装例	6 0
4.4 シミュレーション	6 3
〈4・4・1〉 シミュレーション方法	6 3
〈4・4・2〉 自己インダクタンスと相互インダクタンスのシミュレーション	6 4
〈4・4・3〉 インダクタンス値	6 4
〈4・4・4〉 発振器と検波回路のシミュレーション	6 8
〈4・4・5〉 CMN 回路	6 9
〈4・4・6〉 シミュレーション結果	7 0
〈4・4・7〉 停止状態のロータ位置検出	7 3
4.5 実験回路	7 4
4.6 駆動回路実験結果	7 7
〈4・6・1〉 動作波形	7 7
〈4・6・2〉 CMN 検出波形	7 9
〈4・6・3〉 駆動回路電圧とロータ位置検出用回路電圧の非干渉性の評価	8 0
〈4・6・4〉 CMN の伝達特性の評価	8 3
4.7 まとめ	8 5
第 5 章 結言	8 6
謝辞	8 7
参考文献	8 7
関連論文の印刷公表の方法及び時期	9 3
査読付き論文（本学位申請論文関連論文）	9 3
国際会議	9 3
特許	9 3
著者略歴	9 4
【学歴】	9 4
【職歴】	9 4

【社会貢献】	9 5
【国際会議発表】	9 5
【学会等発表】	9 6
【著書】	9 8
【特許】	9 9

第1章 緒言

1.1 はじめに

スイッチト・リラクタンス・モータ (Switched reluctance motor, 以下SRM) は構造が単純であり, 永久磁石を必要としないので, 高速運転や高温環境での運転に適する (図1.1) ⁽¹⁾⁽²⁾。このため, 空気の対流による放熱作用が期待できない宇宙空間での応用も期待されている ⁽³⁾⁻⁽¹⁰⁾。また, 強力な永久磁石を作るのに必要な希土類元素が不要になり, 輸入に伴う価格変動や入手性の問題を解決できる。このような理由で, 希土類元素を使用しない磁石やモータの開発が進められている。SRMはそのような環境の中で注目されているモータのひとつである。騒音が大きいという問題もあるが, これについては機構部の解析や構造の検討が行われ, 応用分野によっては実用可能なレベルに達している。

しかし, 永久磁石同期モータと同様に, SRMにはロータ位置に基づいて駆動電流を切り替えるためのロータ位置検出デバイスが必要である。ロータ位置を知るために一般的に使用されているホールセンサや光学式エンコーダなどのロー



図 1.1 スイッチトリラクタンスモータの例

Digi-key BibliotecaDeArticulos より抜粋

Lee H. Goldberg, Digi-key BibliotecaDeArticulos, Electronic Products Digi-key BibliotecaDeArticulos, 09/26/2012, <http://www.digikey.com/es/articles/techzone/2012/sep/ev-drive-electronics-evolve-to-support-rare-earth-free-motor-technologies>

タ位置検出デバイスは使用温度範囲上限が低く、自動車の主機や高温環境で使用するモータへの応用には適していない。このため、ロータ位置検出デバイスを必要としないSRMのセンサレスロータ位置検出法が多く提案されている^{(11)・(48)}。

しかし、これまでの提案手法では正確な転流タイミングを得ることが難しかった。これは主にSRMの駆動電圧・電流と、ロータ位置とが線形関係にないこととから実用的な計算時間が得られないことと、ロータ位置検出用信号（高周波）を重畳する場合には駆動電圧・電流との分離が難しいためである。

SRMは電動機であり、一種の電気・機械エネルギー変換装置であるが、以下のサブセクションにおいて、通信工学分野から見たSRMの特性、そして情報工学分野から見たSRMの特性を考え、それぞれの分野から見たときの、研究対象として見たSRMを検討する。

〈1・1・1〉通信工学分野から見たSRMの特性

SRMのステータとロータには突極があり、これらの位置関係が回転と共に変化する。したがって、これらの間の静電容量を検出できれば、ロータ位置を知ることができる。また、SRMは自己および相互インダクタンスが軸の回転とともに変化する変成器とみることができる。これらもロータ位置検出のための情報として使うことが可能である。静電容量の変化やインダクタンスの変化を検出するには発振、変調、および復調の技術が必要であり、これらは通信工学分野の技術を応用する必要がある。本研究ではSRMのこれらの特性を応用してロータ位置検出を目指した。

表 1.1 磁石型モータとSRMのロータ位置推論のためのパラメータ

○:ロータ位置とともに変化する ×:変化しない		
特性	永久磁石同期モータ	スイッチトリラクタンスモータ
相電圧	○	○
相電流	○	○
巻線自己インダクタンス	×	○
巻線間相互インダクタンス	×	○
ロータ・ステータ間静電容量	×	○

〈1・1・2〉情報工学分野から見たSRMの特性

SRMにおけるロータ位置推定のための情報について、一般的な永久磁石型モータとの比較をしたのが表1.1である。永久磁石モータはロータに突極がなく、回転によってロータ・ステータ間の空間リアクタンスが変化しない。このことから、永久磁石同期モータでは巻線自己インダクタンスをロータ位置推定のための情報として得ることができない。前節で述べたように、SRMでは巻線自己インダクタンスが回転にともなって変化するため、ロータ位置推定のための情報として活用することが可能である。また、巻線間相互インダクタンスおよびロータ・ステータ間の静電容量についても同様である。SRMは永久磁石モータと比べてロータ位置に依存し、しかも測定可能な値が多いことがわかる。このことが機械学習理論などの応用がよく企図されるひとつの原因であると考えられる。

ニューラルネットワークを用いたり、カルマンフィルタで追従するなどセンサレスロータ位置検出方法に関する先行研究がある（先行研究については後述する）。ただし、これらは実用的な実装にはいまだ至っていない。

しかし、MPUやDSPなどの実装プラットフォームの高速化および高密度化は止まることなく進んでおり、実装の低コスト化も進んでいる。したがって、より高度な推定が実用的な実行速度で実装できる可能性が高まっている。このことから、これからも情報工学分野からのアプローチを期待したい。

1.2 SRMについて

図1.2は、SRMがモータの分類方法において、どのように分類されるかを示したものである。

直流モータは最も数多く使用されているもので、印加する電圧は直流である。この分類にはブラシ付直流モータと、ブラシレス直流モータの2種類がある。ブラシ付直流モータでは、回転磁界を発生させるために、モータに内蔵された機械的接点（ブラシと整流子セグメント両者を組み合わせたもの。整流子あるいはコミュテータと呼ぶ）によって電流を転流し、回転を持続するものである。ブラシレス直流モータは、整流子の働きを電子回路で行うことによりブラシをなくしたモータである。どちらの直流モータにおいても、印加電圧は直流であるが、界磁の駆動電圧は矩形波である。

交流モータは回転磁界に同期して回転する同期モータと、回転角滑り（周波数差）を発生しながら回転する誘導モータに分類される。同期モータはロータに永久磁石を用いた永久磁石同期モータと、強磁性体を使用して突極構造を持たせたロータ構造を持つ2種類のリクタンスモータ（シンクロナスリクタンスモータとスイッチトリクタンスモータ）に分類される。シンクロナスリクタンス

スモータは永久磁石同期モータと同様に界磁を正弦波駆動するのが一般的である。これに対してスイッチトリラクタンスモータは矩形波駆動が一般的である。

ステッピングモータは極数が多い同期モータと考えることもできるが、界磁はパルス駆動される。パルス数によって比較的細密な分解能で回転角度を制御し、巻線への電圧印加のみでロータ位置を維持することができることからオープンループ制御に応用されることが多い。

表1.2は、永久磁石同期モータ（PMSM）と、非永久磁石型モータであるSRMの特徴を比較したものである。同図において、－（マイナス）記号は不利であることを示し、＋（プラス）記号は有利であることを示す。SRMは騒音が大きく、パワーおよびトルク密度が大きくとれないことから、これまであまり応用分野が広がらなかった。しかし、冒頭に述べたように、高温環境などSRMが適している応用分野も広くあり、制御技術や機構部の解析技術の進歩により、SRMの欠点が改善され始めており、今後さらに応用範囲が広がるものと予測されている⁽¹⁾⁽²⁾。

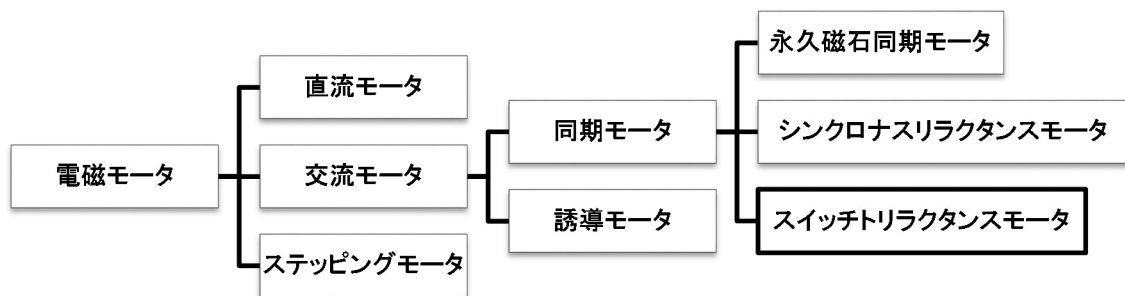


図 1.2 モータの分類

表 1.2 永久磁石同期モータと SRM の特性対応表

特性	永久磁石同期モータ	スイッチトリラクタン スモータ
高温環境での運転	-	++
高速回転	--	++
電力密度	++	+
トルク密度	++	-
効率	++	-
信頼性	+/-	++
制御性	++	-
振動	++	--
システムコスト	-	++

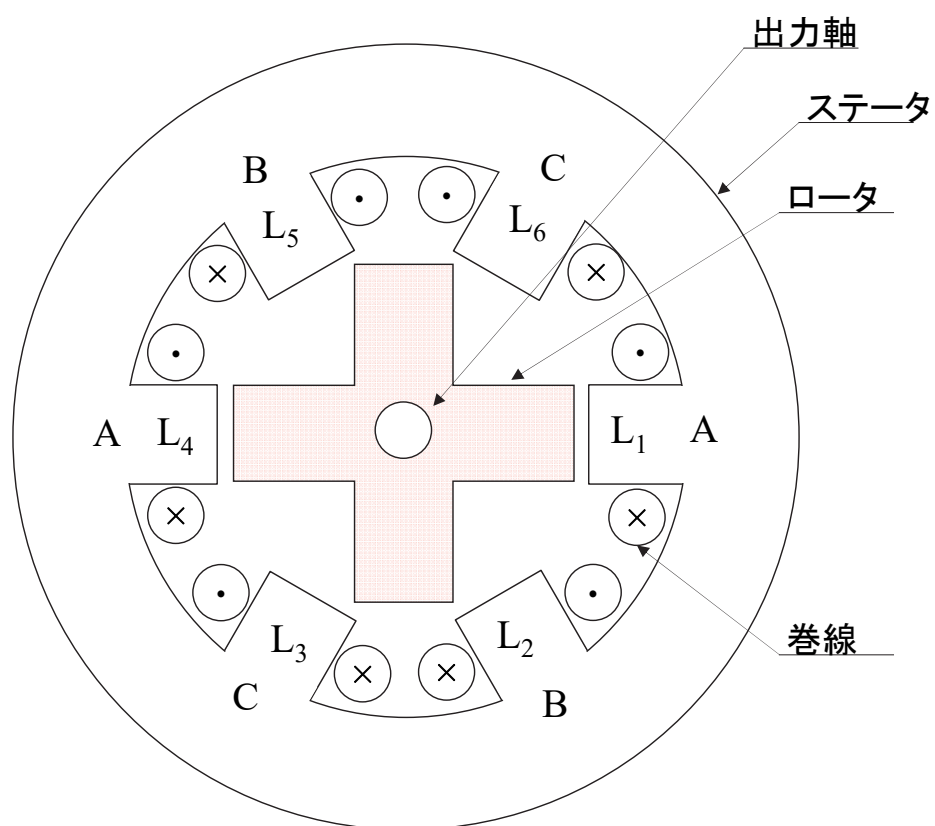


図 1.3 SRM の構造 (断面図)

図1.3は、4極6スロットのSRMを軸方向からみたときの断面図を示している。駆動軸（Shaft）には断面に突極がある鉄芯が接続されている。通常の使用方法としては、アプリケーションで必要とするトルクを駆動軸から取り出す。駆動軸と鉄芯を合わせて回転子（ロータ、Rotor）と呼ぶ。ロータ側の突極の数を極数として表す。固定子（ステータ、Stator）にも突極があり、各突極には巻線が施されている。固定子側の突極の数（すなわち巻線を巻く凹み部分の数）をスロット数として表す。

同図において、固定子側の突極の周りに巻かれた巻線の電流の向きをクロス（×）とドット（●）で表した。L1～L6は巻線の番号を示す。また、A、B、Cは巻線の相（Phase）を表わしている。L1とL4は直列接続されて相Aを構成し、L2とL5で相B、L3とL6で相Cを構成する。

トルク生成においては、A、B、Cの相のうち、1つの相にだけ電圧を印加する。電流が流れている相のステータ突極に磁極を発生させ、ロータの突極部を引き寄せることによって、回転トルクを発生させる。例えば、同図においてロータを紙面上から見て時計方向に回転させるためには、C相に電流を流す。

このように、SRMにトルクを発生させ、回転を持続させるためには、駆動用電流を流入させる相を適切に選んで励振しなければならない。

表1.3に4極6スロットの場合の各巻線と相の関係をまとめた。以後断りのない限り、本論文においては4極6スロットSRMを対象として議論を進める。

表 1.3 相と巻線の対応表

相	巻線
A	L_1, L_4
B	L_2, L_5
C	L_3, L_6

1.3 本研究の目的

すでに述べたように、SRMを回転させるためには、ロータ位置（電気角）を知る必要がある。一般的に、この目的のためにはロータリエンコーダやレゾルバなどが使われる。図1.4にロータリエンコーダの製品例を示す。ロータリエンコー



図 1.4 ロータリエンコーダの製品例

ネミコン株式会社 HP より抜粋

URL <http://www.nemicon.co.jp/nemicon/recruit/fresh/encoder/index.php>

ダには光半導体素子を応用したものと、半導体磁気センサを応用したもの、そして磁気リラクタンスの変化を応用したものがある。光半導体素子を応用したロータリエンコーダと、半導体磁気センサを応用したロータリエンコーダは、家電製品から産業機器まで広く使用され、価格も安価であり入手性も良い。しかし、半導体の使用温度範囲（約150℃が上限）があるため、SRMに応用しようとする、モータの使用温度範囲が限られてしまう。また、レゾルバは、巻線とロータの回転と共に回転する突極性のある鉄心のみで構成されているので、高温動作に対応が可能である。しかし、一般的に流通しているレゾルバは、150℃程度の使用温度範囲となっている。ロータ位置センサの種類とその特徴、使用温度範囲などを表1.4に示す。ロータ位置センサの使用温度拡大については、高温環境下で利用できる半導体デバイスの開発が望まれる。

表 1.4 ロータ位置センサの分類

種類	原理	使用デバイス	特徴	上限使用温度
光学式エンコーダ	光スリット円盤等	光半導体	安価	150℃程度
磁気式エンコーダ	永久磁石	半導体磁気センサ		
レゾルバ	磁気リラクタンス変化	コイル, 磁気回路	高精度	

ロータリエンコーダやレゾルバなどのロータ位置検出器をなくすことができれば、SRM本来の特性を生かすことが可能であり、コストダウンにもつながる。本論文では、これらの応用環境を考慮し、ロータ位置検出器を用いないで、ロータ位置を得る方法を検討している。

今後、永久磁石を用いないモータとして応用が広がると期待されているSRMであるが、これまで簡易に実現できる有用なセンサレスロータ位置検出方法がなく、低価格化や実用化ができていない状況であった。本論文による提案を利用すれば、SRMの応用範囲はさらに広まり、家電製品や産業機器などに使用されるモータの発展に大きく寄与することが考えられる。

1.4 本論文の構成

本論文は5章から構成されている。第1章ではSRMについて説明し、本研究の目的を述べる。第2章ではSRMの構造やトルク生成式など、基礎的な理論を述べ、これまでのセンサレスロータ位置検出方法に関する先行研究の動向をまとめた。そして求められているセンサレスロータ位置検出方法について述べた。第3章では提案する静電型センサレスロータ位置検出方法について、理論、モデルSRMによるシミュレーション、構造体モデルセットアップによる実験結果を述べた。第4章では2つめの提案である磁気型センサレスロータ位置検出方法の理論、シミュレーション、及び実機による測定結果、実際のSRMによる駆動実験を行ったのでこの結果を示した。第5章は結言として本研究により得られた成果を概観し、今後の課題を述べた。

1.5 まとめ

本章では研究対象であるSRMの概要を述べ、SRMの耐用温度範囲を広げるためにセンサレスロータ位置検出方法が求められていることを述べた。また、従来から提案されているセンサレスロータ位置検出方法は、複雑な処理が必要であるが、本論文で提案する方式は、簡易な方法で有用な位置センサレス化が実現できることを述べた。最後に本論文の章構成と各章の内容の概略を述べた。

第2章 センサレスロータ位置検出方法の先行研究

本章ではSRMの動作原理として、トルク生成式を導出し、転流タイミングとして固定子とロータの突極同士が整列したときに転流する必要があることを明らかにする。次に、SRMを駆動する具体的な回路形式の例を説明する。そしてロータ位置センサレス手法の先行研究について論じる。

2.1 SRMのトルク生成式⁽¹⁾⁽²⁾

図2.1に2極2スロットSRMの断面図の例を示す。この図のような構造であると回転方向が定まらないので、このような形状で実際に設計されることはないが、トルク生成式の導出のためのモデルとして同図のようなSRMを考える。同図において巻線に流れる電流の向きはクロス(×)とドット(・)で示した通りである。ロータが回転することにより、SRMが作る磁気回路のリラクタンスが変化し、生成される磁束が変化する。また、軸には機械負荷が接続され、外部に対してSRMが仕事をしている場合を考える。

ある時点までに巻線に対して流入した電気エネルギーを E_e とすれば、これは巻線に印加された瞬時電圧 e および巻線に流れる瞬時電流 i の積すなわち電力を積分し、

$$E_e = \int ei \, dt \quad \dots\dots\dots(2.1)$$

と表すことができる。電圧 e は総鎖交磁束の時間微分で表され、

$$e = \frac{dN\varphi}{dt} \quad \dots\dots\dots(2.2)$$

の関係がある。ここで、

N :巻線の巻き数

φ :巻線に鎖交する磁束[Wb]

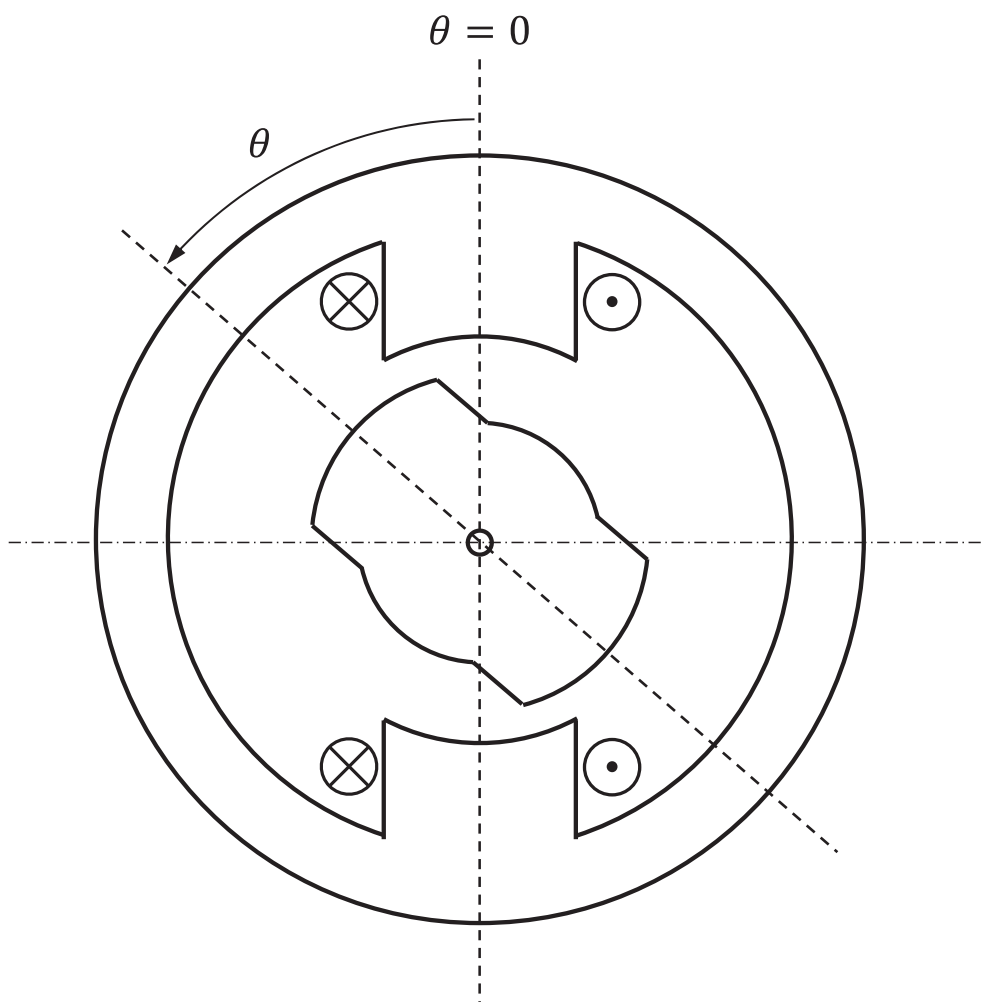


図 2.1 2 極 2 スロット SRM

である。

式(2.2)を式(2.1)に代入すれば,

$$E_e = \int \frac{dN\varphi(t)}{dt} i(\varphi(t)) dt = \int Ni(\varphi) d\varphi \int Ni d\varphi = \int F d\varphi \quad \dots\dots(2.3)$$

を得る。ここで F は起磁力 Ni である。

起磁力と磁束の関係をロータの角度 θ をパラメータにして表したグラフを図 2.2に示す。

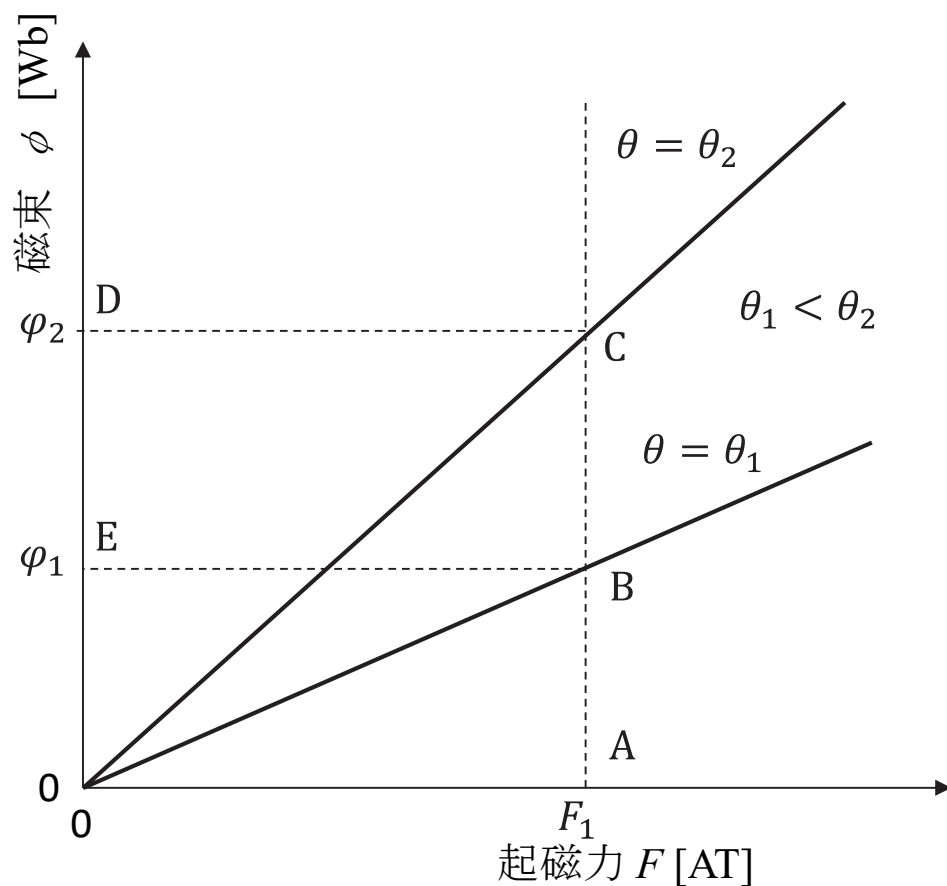


図 2.2 SRM の巻線の起磁力対磁束特性

同図においてロータ角度が θ_1 のとき磁束として蓄えられたエネルギー $E_f|_{\theta=\theta_1}$ は式(2.3)より,

$$E_f|_{\theta=\theta_1} = \int ei \, dt = \int_0^{\varphi_1} F \, d\varphi = \text{面積}(OBEA) \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

起磁力を F_1 のまま維持し, ロータ角度が θ_1 から θ_2 に変化した状態を考えてみる。これは同図においてBからCへ動作点が移動する場合であり, 定電流源でモータ

を駆動している状態に相当する。このときに磁束に蓄えられたエネルギー

$E_f|_{\theta=\theta_2}$ は

$$E_f|_{\theta=\theta_2} = \int_0^{\varphi_2} F d\varphi = \text{面積}(OCDO) \cdots \cdots \cdots (2.5)$$

このとき外部から電気エネルギーとしてあらたに入力されたエネルギーは式(2.3)を用いて式(2.6)で表される。

$$E_e|_{\theta_1 \rightarrow \theta_2} = \int v i dt = \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} F d\varphi = \text{面積}(EBCDE) \cdots \cdots \cdots (2.6)$$

$E_e|_{\theta_1 \rightarrow \theta_2}$ は磁気エネルギーとして蓄えられたエネルギー増加分 ΔE_f とモータの軸から出力されたエネルギーの増加分 ΔE_m の和となる。

$$E_e|_{\theta_1 \rightarrow \theta_2} = \Delta E_f + \Delta E_m \cdots \cdots \cdots (2.7)$$

ここで,

$$\Delta E_f = E_f|_{\theta=\theta_2} - E_f|_{\theta=\theta_1} \cdots \cdots \cdots (2.8)$$

であり, 式(2.4)と式(2.5)を式(2.8)に代入し, 式(2.7)に用いて ΔE_f を求めると,

$$\begin{aligned} \Delta E_f &= E_f|_{\theta_1 \rightarrow \theta_2} - \Delta E_f \\ &= \text{面積}(EBCDE) - \text{面積}(OCDO) + \text{面積}(OBEO) \\ &= \text{面積}(OBCO) \cdots \cdots \cdots (2.9) \end{aligned}$$

図2.2を観察することにより, $\text{面積}(OBCO)$ は, ロータ角度変化に対する三角形OABOの増分

$$\Delta(OBCO) = \text{面積}(OACO) - \text{面積}(OABO) \cdots \cdots \cdots (2.10)$$

であることがわかる。回転機においては、角度 θ の変化分に対する機械エネルギー E_m の増加分がトルク T となるため、式(2.9)および式(2.10)を用いてこれを計算すれば、

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{dE_m}{d\theta} = \lim_{(\theta_2 - \theta_1) \rightarrow 0} \frac{\text{面積}(OBCO)}{\theta_2 - \theta_1} \\
 &= \lim_{(\theta_2 - \theta_1) \rightarrow 0} \frac{\text{面積}(OACO) - \text{面積}(OABO)}{\theta_2 - \theta_1} \\
 &= \frac{d}{d\theta} \text{面積}(OABO) = \frac{d}{d\theta} \left\{ \frac{1}{2} F_1 \varphi \right\} \\
 &= \frac{d}{d\theta} \left\{ \frac{1}{2} L(\theta) I_1^2 \right\} = \frac{1}{2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} I_1^2 \quad \dots\dots\dots (2.11)
 \end{aligned}$$

ここで、起磁力 F 、巻線巻き数 N 、磁束 φ 、および電流 i についての基本公式 $F = Ni$ 、 $N\varphi = L \times i$ (L はインダクタンス)を使った。 I_1 は巻線電流である。

式(2.11)から、以下のことが言える。

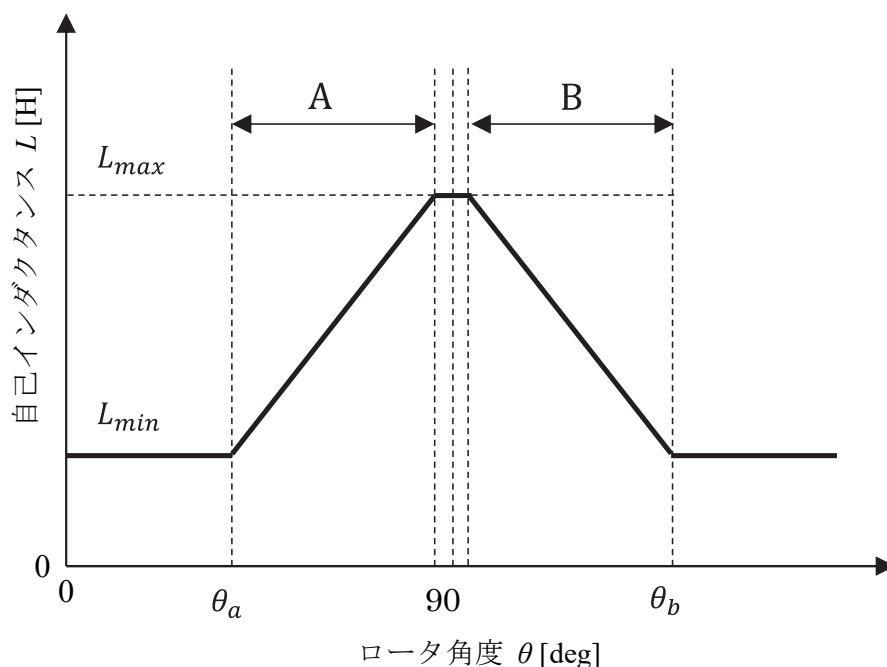


図 2.3 2 極 2 スロット SRM の巻線の自己インダクタンス特性

- (1)SRMの発生するトルクはロータ角度に対する自己インダクタンスの変化率 $dL/d\theta$ に電流 I の二乗を乗じたものであり, 自己インダクタンスが角度 θ に対して正の変化率を示すロータの回転角領域においては正のトルクを発生し, 負の変化率をもつ回転角領域においては負のトルクを発生する。
- (2)トルクの向きは電流の向きによらない。図2.3は図2.1に示した2極2スロットSRMの直列に接続された2つの巻線の合成自己インダクタンス L の対ロータ角度特性を簡略に表したものである。このSRMに正のトルクを発生させるには, $dL/d\theta > 0$ である領域Aにおいて電流を流さないとならない。 $dL/d\theta < 0$ である領域Bにおいて電流が減衰しきらずに流れていると, 負の向きにトルクが発生し, 効率の悪化を招くことになる。

2.2 SRMの駆動方式

SRMを駆動するにはロータ角度に応じて適した電圧を印加することが必要である。このとき, 以下のことが駆動回路 (インバータ) に求められる。

- (1)必要なトルク方向を得られるロータ角度範囲において通電する。
- (2)不必要なトルク方向を生じるロータ角度範囲においては電流を流さない。

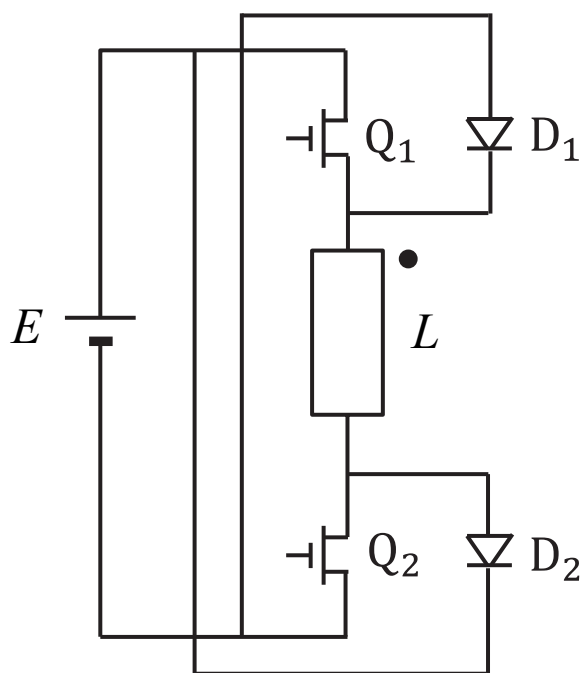


図 2.4 SRM の駆動回路の例

(3)上記の電流切り替え（転流）はできるだけ速く行う。

この他にもシステム全体の設計指標を含めれば、効率、運転特性（速度制御性など）、さらに体積などの設計指標があるが、ここではSRMを転流するスイッチング素子の構成のみを考える。この部分の設計に関する設計方法に検討範囲を絞っても、コストと設計目標の兼ね合いから様々な設計方法が考えられるが、実現が簡単でコスト的にも有利であるため、一般的に使われる回路は図2.4に示した回路である。同図において、 L はSRMの1つの相巻線である。ドット（ \cdot ）のある方の端子に流入する電流を正にとることとする。 E は定電圧電源、 Q_1 、 Q_2 は電界効果型トランジスタ（FET）あるいは絶縁ゲートバイポーラトランジスタ（IGBT）などのパワースwitchング素子である。これらの素子を同時に導通状態にすることにより、巻線に電流を流入させる。

D_1 、 D_2 は還流用ダイオードである。SRMの巻線は誘導性（インダクタンス）素子であるので、電流が連続性を持つ。このため、還流用経路が必要になる。ここにはトランジスタのような能動素子を使用しなくても、インダクタンスが電流を連続させる作用を活用できる。ダイオードを同図のように配置すればスイッチング素子が導通状態から非導通状態になった直後の電圧関係よりダイオードが導通し、還流が行われる。

図2.5はロータの回転角度の変化に伴う相巻線のインダクタンス変化と、駆動回路の動作状態の関係を示した図である。同図において i 、 v はそれぞれ相巻線の電流と印加電圧である。インダクタンスが増加し始める区間Aに先立ってスイッチング素子 Q_1 および Q_2 を導通状態にし、巻線の電流を増加させる。インダクタンスが増加すると電流は減少する。負のトルク発生を避けるために、インダクタンスが減少する区間Bに達する前に電流を消滅する必要があるため、区間Aが終了する前に Q_1 および Q_2 を非導通状態にする。 L の電流連続性のためにダイオード D_1 、 D_2 が導通し、還流電流がこれらを介して電源に流入する。C区間においてインダクタンスの時定数 τ （ $\tau = L / r$ 、 r は巻線の内部抵抗）が、必要な電流に立ち上がるのに十分早い場合は、区間Cにおいてスイッチング素子にPWM動作をさせて電流を一定値に保つ手法が使われるが、ここでは説明を省略する。

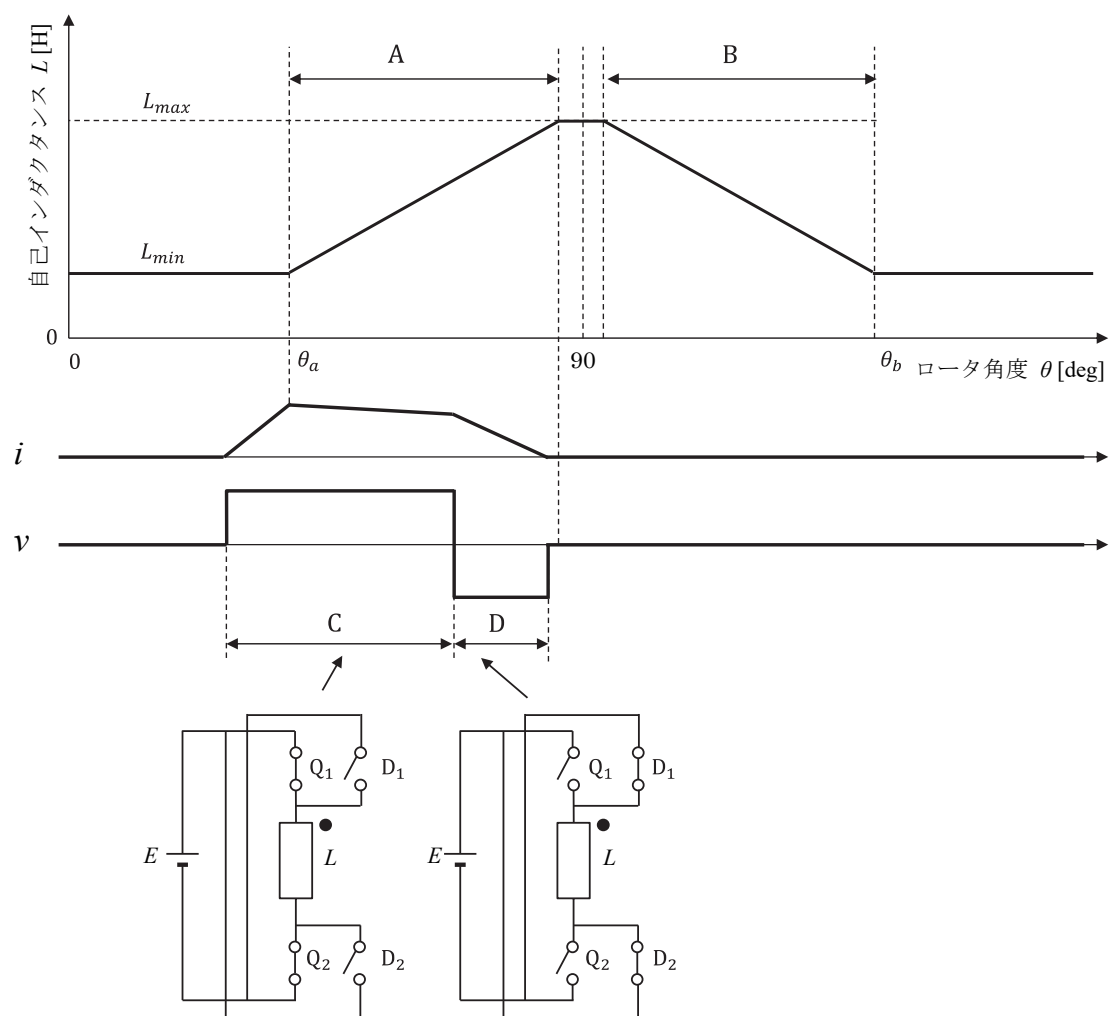


図 2.5 SRM の低電圧源による駆動

2.3 SRMのセンサレスロータ位置検出方法の先行研究

さきに述べたように、SRMは構造が簡単であり、永久磁石を必要としないので、高速運転や高温環境での運転に適する⁽¹⁾⁽²⁾。SRMを可変速運転するには永久磁石型ブラシレスモータと同様にロータの位置を知る必要がある。工業分野で一般的に使われるホールセンサなどのロータ位置検出デバイスのほとんどはこのような過酷な環境への応用には適さない。このため、ロータ位置検出デバイスを必要としないSRMのロータ位置検出法が多く提案されている。図2.6はこれらの研究をロータ角度検出方法において分類したものである。SRMの巻線インダクタンスは角度依存性を持つため、この特性を利用して駆動電圧・電流から角度推定を行う方法や、高周波電圧を駆動電圧に重畳することによってインダクタンス変化から角度を求める方法がある。ここでは前者をパッシブ方式、後者をアクティブ方式と呼ぶことにする。パッシブ方式は、巻線の駆動電圧や電流を計測し、ロータ位置を推定しようとするものである。これはロータ位置と線形関係にない複数のパラメータからロータ位置を推定するためにオブザーバや解析的なモデルを用いるものと^{(11)・(30)}、ニューラルネットワークまたはファジーロジックを用いるもの^{(31)・(38)}に分類される。パッシブ方式に対してアクティブ方式は、駆動電圧とは別の信号を巻線に印加することでロータ位置を推定する^{(39)・(48)}。この中には高周波電流を1つの巻線に注入し、自己インダクタンスを計測する方法や、他の巻線に誘起される電圧を計測するなどの方法がある。また、駆動用巻線以外に信号用巻線を加える方式もある。これらは駆動電流と磁束にロータ位置検出用信号が加わるので、重畳型と呼ぶことにする。

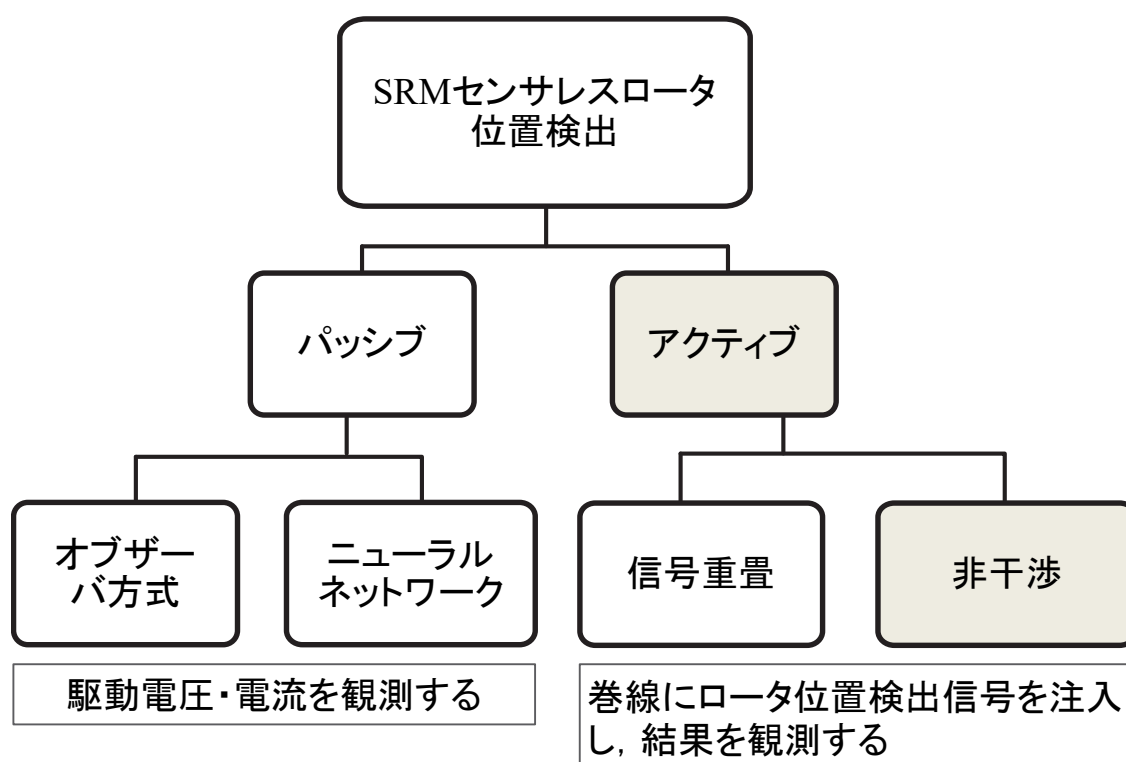


図 2.6 SRM のロータ位置センサレス研究の分類

2.4 これまでのSRMセンサレスロータ位置検出法提案の問題点

これまでに提案されたSRMロータ位置検出方法はパッシブ型においても、アクティブ型においても、複雑な計算や推論が必要である。

パッシブ型において計算が複雑になる原因としては、トルク生成用（駆動用）電圧・電流とロータ角度の関係が線形ではない点が主な原因である。このため、パッシブ型においてはなるべく適切なモデルを用いて、前述のように、ファジールロジックやカルマンフィルタ等でロータ位置を推測する必要がある。

アクティブ型においても、駆動電圧・電流と角度計測用信号が重畳されるためこれをフィルタなどで選り分ける必要がある。フィルタで信号を駆動電圧・電流波形から識別するためには互いの周波数を十分離す必要があるが、通常パワーエレクトロニクス回路はリニア動作ではなく、数10kHz程度のスイッチング動作をしているためモータ電圧・電流にはこれらの高調波ノイズが存在する。これに

対して信号周波数として取扱いやすいのは1MHz程度までであり、この信号をパワーエレクトロニクス回路の高調波とフィルタで弁別することが難しい。あるいは、駆動用電圧が印加されていない相にロータ位置検出用信号を注入し、自己インダクタンスを検出する手法も提案されているが、駆動電流の還流状態によって計測されるインダクタンスは変化してしまう。還流状態は検出が困難であり、実装は困難と見られる。

さらに、ほとんどの提案手法において、ロータが停止している状態で角度検出が不可能であり、可能であってもパルス波形を加える回路をさらに加えるなどの方式をとる必要があり、実用に供するには大きな欠点となっている。

2.5 求められているSRMのセンサレスロータ位置検出技術

前節まで、従来までの提案方法についての分類とそれらの問題点について述べた。これまでの提案方法の問題点は以下の点である。

- (1) パッシブ型においては計測値とロータ角度の関係が非線形で計算、推測、あるいはモデル適合が難しい。
- (2) アクティブ型においては駆動用電圧・電流とロータ角度検出用信号の識別性が悪く、結果として検出回路とロータ角度計算が複雑になる。
- (3) ロータ停止状態でのロータ位置検出が不可能か、難しい。

これらを改善し、以下のような特徴を持つSRMのセンサレスロータ位置検出方法が求められている。

- (a) 少ない素子数で検出回路を構成できる。
- (b) 複雑なロータ位置計算を必要としない。
- (c) ロータ位置停止状態におけるロータ角度検出が可能である。
- (d) ロータリエンコーダと同等の角度分解能、精度が得られる。

パッシブ型においてはさらに簡便で確実な手法の提案が待たれる。アクティブ型においては、駆動用電圧・電流とロータ角度検出用信号が容易に分離できれば、検出方法の簡略化が見込まれ、上記(c)も達成できる可能性がある。駆動電圧・電流と無関係にロータ角度検出用信号を扱うことができれば、ロータ位置と無関係に角度を検出できる可能性があるからである。

(d)分解能, 精度に関しては, 低速運転や位置制御運転の場合に問題になる。一般的な工業用ロータリエンコーダでは10ビット程度の分解能を持つ。また, 精度は分解能の数倍が一般的である。センサレスロータ位置検出においても, このような精度と分解能が目標となる。10万回転程度以上の高速運転時には, SRMの運転はほぼ印加電圧のオン/オフ制御になるため, 切り離し分解能よりロータの整列状態をできるだけ高速に検出することが重要になる。

2.6 提案するSRMのセンサレスロータ位置検出技術（駆動電圧・電流と非干渉な検出方法）

本稿においては, 2種類のセンサレスロータ位置検出方法を提案する。静電型センサレスロータ位置検出方法と, 磁気型センサレスロータ位置検出方法である。これらは, 本章の分類によれば, アクティブ型の一つである。

静電型センサレスロータ位置検出方法では, 駆動用巻線の発生する磁束と直交する方向において, 突極間静電容量を検出するための信号の磁束をステータに鎖交させるために駆動用巻線に流れる電流と絶縁され, 互いに干渉しない。このような状態を互いに非干渉であるところではよぶことにする。

磁気型センサレスロータ位置検出方法では, 駆動用巻線間の相互インダクタンスのロータ位置の依存性を用いてロータ位置を検出する方法である。巻線間相互インダクタンスにはロータ位置に対する対称性があるため, ロータ位置検出用の信号の注入・検出を工夫することにより, 駆動電圧とのアイソレーションを得ることができる。これによって, 位置検出用信号が駆動電圧と非干渉になり, 検出が容易になる。

これらの提案手法によれば, 駆動電圧・電流波形とロータ位置計測のための信号電圧・電流がお互いに非干渉となり, 加えあわされることがない。したがって, 従来のアクティブ型手法のようにフィルタでロータ位置検出信号を駆動電圧波形から抽出する必要がない。このような手法はこれまでに報告されていないものである。

2.7 まとめ

本章ではSRMのトルク生成式から, ロータの整列状態を検出する必要性を説明した。そしてこれまでのSRMセンサレスロータ位置検出方法の研究の動向を

まとめ、その問題点と求められるセンサレス手法についてまとめた。そして本稿で提案するセンサレスロータ位置検出方法について述べた。

第3章 静電型センサレスロータ位置検出方法

SRMの機械的構造を観察すると、ロータ側とステータ側の突極の互いに対向する面、すなわちロータにおいては外周部分、ステータにおいては内周部分面の対向する面積がロータの回転と共に変化することがわかる（図1.1，図1.3）。これらの対向する面を電極として考えれば、静電容量がロータの回転とともに変動しているはずであり、この静電容量を測定できれば、ロータ位置推定の情報になることが考えられる。しかし、一般的なSRMの構造ではこれらの静電容量を構成する部分は電氣的に短絡されており、容量を測定することはできない。この章ではこの静電容量測定を可能にする提案をし、その有用性を確認する。

3.1 理論

図3.1はSRMのロータとステータの突極の断面図である。同図においてAはステータの突極表面を示す。Bはロータの突極表面である。これらの表面積同士はロータが回転することにより互いに対向する面積が変化する。よってこれらの

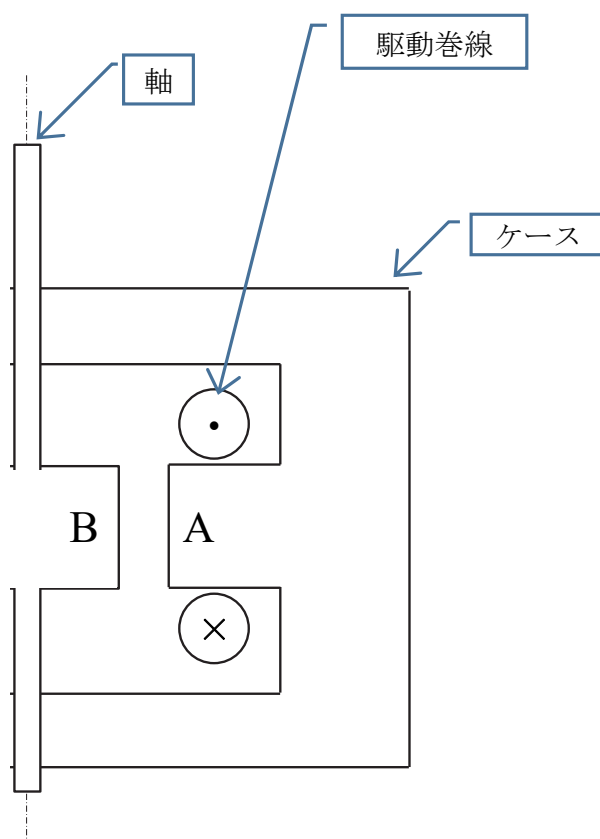
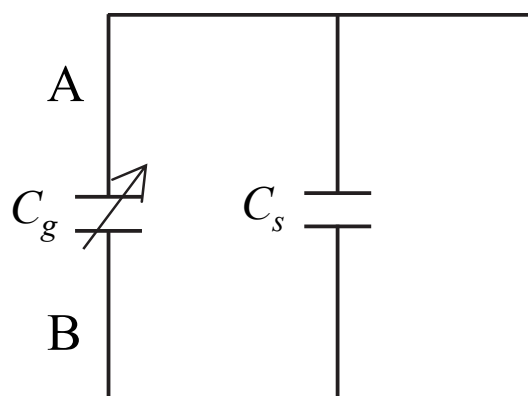


図 3.1 SRM の突極の断面図



C_g :突極間静電容量

C_s :寄生容量（オフセット容量）

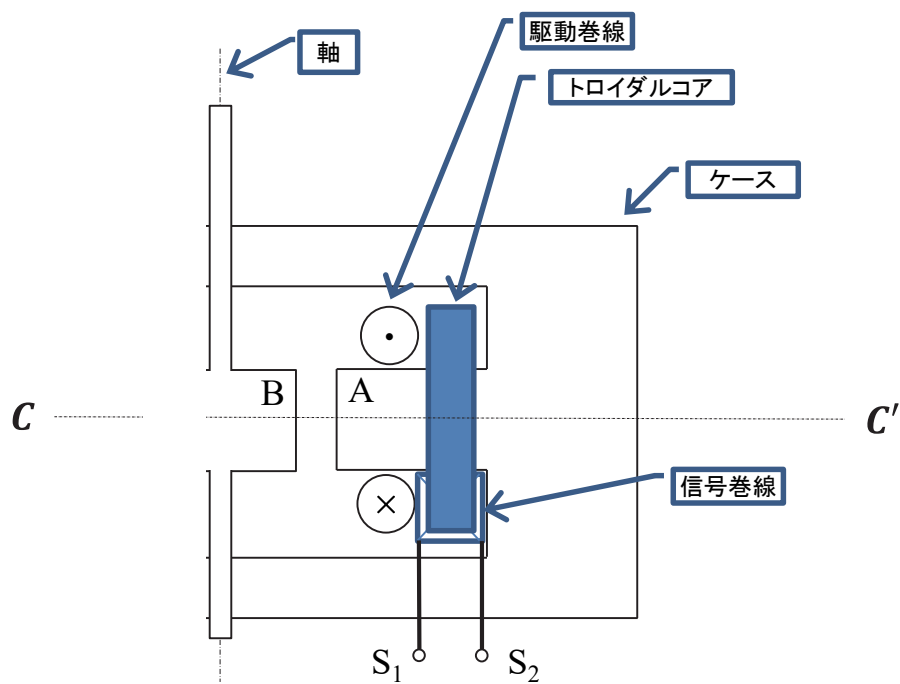
図 3.2 突極間容量の等価回路

突極表面同士はロータ角度の変化とともに変動する容量（突極間静電容量と呼ぶことにする）を構成する。

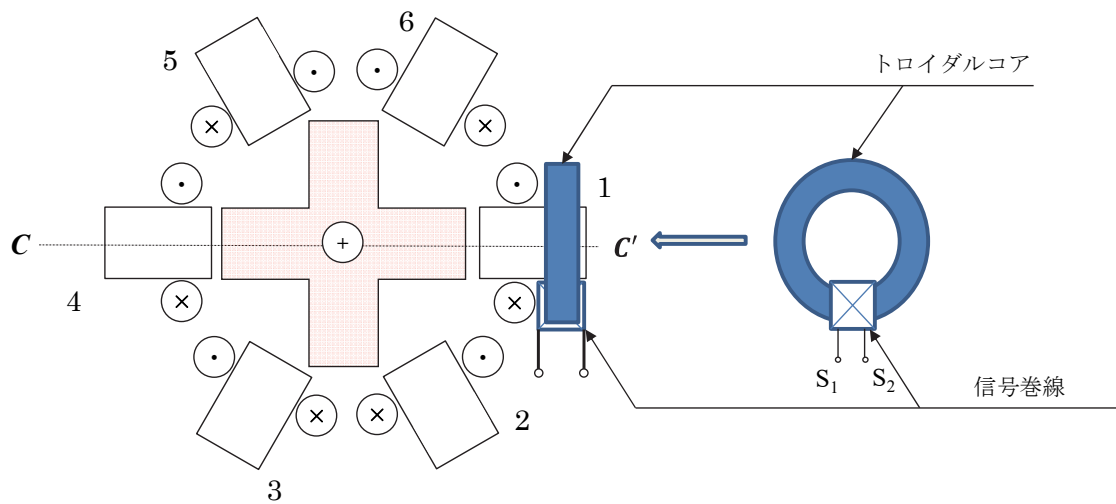
図3.1の等価回路を図3.2に示す。 C_g は突極表面同士が形成する突極間静電容量のうち、ロータの回転と共に変動する成分である。 C_s は静電容量の不変動成分（寄生容量、またはオフセット容量）である。

図3.1にあるように、一般的なSRMの構造では、ロータとステータは軸とケースを介して機械的に結合されており、電気的にも結合されている。したがって図3.2のように、突極間静電容量は短絡されている。このことから、AB間の静電容量を計測することは不可能である。絶縁型軸受を使用し、ロータを電気的に絶縁することにより、ロータとステータ間の静電容量を計測することは可能であるが、すべてのステータ突極面に対する合成静電容量が計測されてしまい、いずれの相が整列しているのかを判別することは不可能である。

本論文で静電型として提案する手法の基本回路の構成方法は図3.3に示すようにステータの1つの突極と、ロータの突極との間の突極間静電容量を検出するため、図3.3のようにトロイダルコアを用いて信号巻線を結合する。同図(a)はSRMの軸を縦にした状態の断面図である。(b)は軸の断面を含む断面図である。ただし、ステータ側の断面は突極のみを示し、磁路および筐体ともなるケーシングは省略した。また、わかりやすくするために、トロイダルコアは断面図ではなく、外形を示した。また、両図の断面に共通な直線をC-C'で示した。

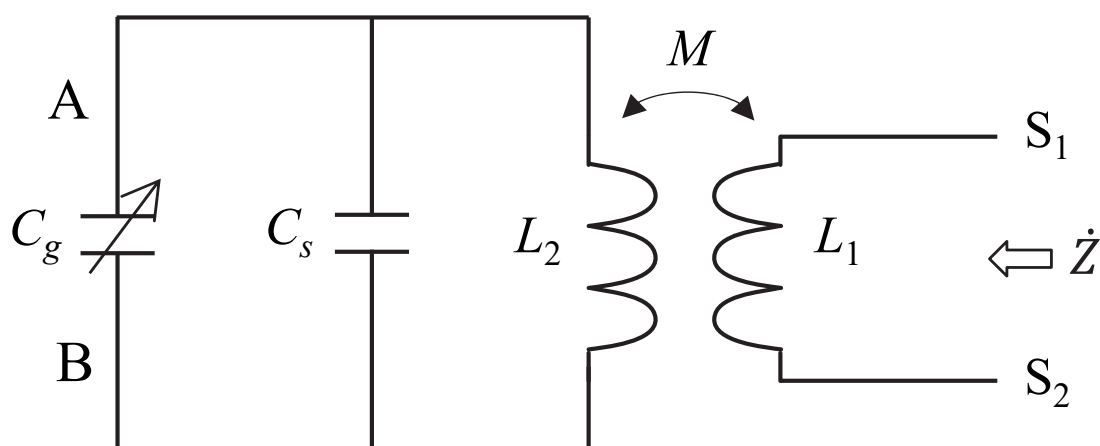


(a) 軸の中心線を含む断面図



(b) 軸の断面を含む断面図

図 3.3 ステータ側突極への磁束結合



C_g : 突極間静電容量
 C_s : 寄生容量 (オフセット容量)
 M : 相互インダクタンス
 L_1, L_2 : 自己インダクタンス

図 3.4 ステータ側突極への磁束結合の等価回路

この方式によれば，駆動磁束と信号磁束（トロイダルコアの内部）は直交し，回路の電流も駆動巻線を流れる電流と直交するため，互いに非干渉な回路を構成でき，電氣的に接続されている突極間静電容量を計測できる。トロイダルコアに巻いた巻線 L_2 の端子 S_1 , S_2 からインピーダンスを測定することで， C_g の変化を計測することができる。

図3.3の実装方法で検出される突極間静電容量 C_g のロータ角度との関係は図3.5のようになる。図3.3(b)においてステータ突極1とロータが整列したときをロータ角度 0° とする。

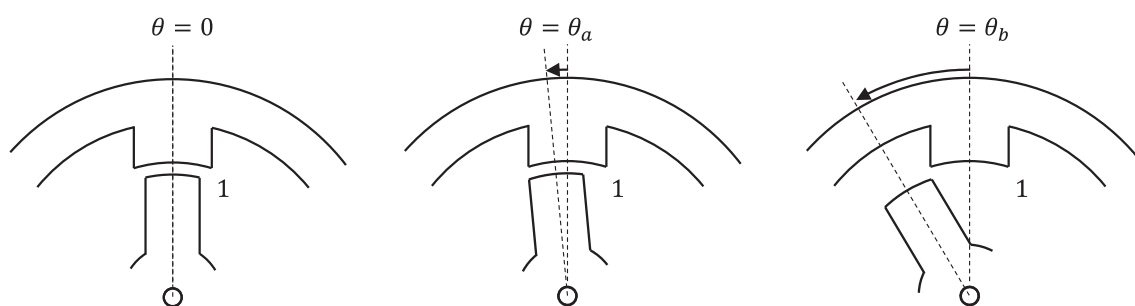
3.2 整列状態の検出方法

本節では，静電型ロータ位置検出回路を使用した場合に，静電容量の関係からどのようにロータ位置を検出するかを検討する。トロイダルコアを実装するステータ突極が1つの場合と3つの場合について検討する。

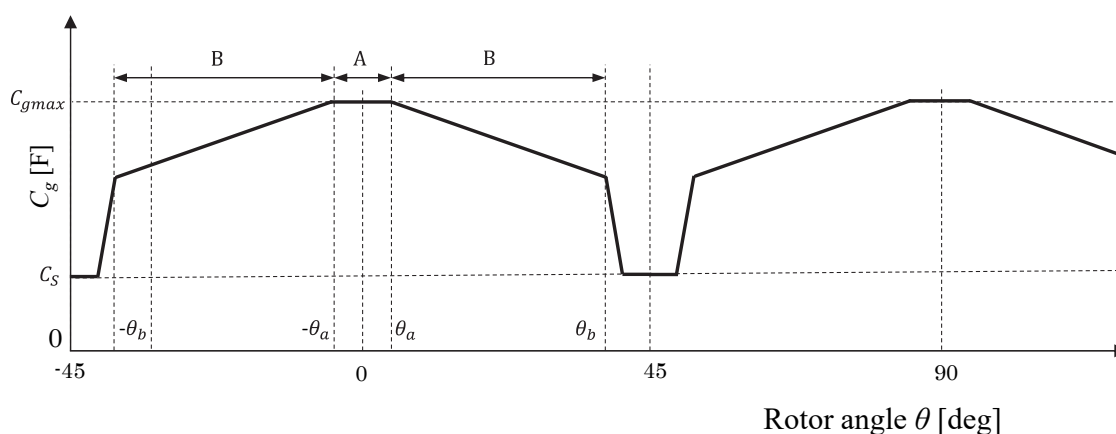
〈3・2・1〉トロイダルコアを1つの突極に実装する場合

図3.3のように、ステータ側突極1のみにトロイダルコアを装着した場合、突極1と、ロータとの間の突極間静電容量のみが計測できる量である。図3.5は突極1から見たときの突極間静電容量がどのように変化するかを簡単に表したものである。同図(a)は角度と突極面同士の重なりを断面図で示したものである。同図(b)は角度と突極面間の静電容量の関係を簡略に示したものである。

同図において、ステータ側突極1にロータが整列したときをロータ角度 0° とする。同図(b)において区間Aと区間Bを合わせた区間は、ロータ側の突極とステータ側の突極の凸面同士が部分的あるいは全面的に対向（見合った状態）している区間である。この区間の角度は $-\theta_b < \theta < \theta_b$ である。B区間は凸面同士が部分的に対向している状態である。同図(a)のように、ステータの突極の幅がロータの幅より広い場合はロータの凸面がすべてステータの凸面に重なっている区間があり、区間Aがこれに相当する。この区間では静電容量がほとんど変化しない。ロータの幅がステータの幅より広い場合も同様である。この区間では $-\theta_a < \theta < \theta_a$ とする。



(a) ロータ角度と凸面の関係



(b) ロータ角度と突極間静電容量の関係

図 3.5 静電容量 C_g のロータ角度との関係

区間Bでは凸面同士の重なりが増加または減少する区間であって、凸面同士の重なりがなくなると静電容量は急激に減少し、 C_s となる。図3.5からわかるように、突極間静電容量 C_g は 90° （電気角）の周期を持つ。また、ここで突極間静電容量の最大値を C_{gmax} とする。

1つの突極のみで静電容量 C_g を計測する場合、 C_g が最大値 C_{gmax} となった時点でその相にロータ突極が整列しているのがわかる。しかし、他の相の転流タイミングは不明である。これは突極間静電容量が偶関数であり、特定の値の静電容量値を検出しても、ロータ回転角度が正号なのか負号なのか見分けられないからである（次に励振すべき相がどちらの隣接相なのか判明しない）。したがって適切な駆動電流の転流先巻線を判断できないことになる。また、ロータおよびステータの突極面の設計に依存する区間Aが必要な整列状態の検出精度に比較して広い角度にわたっている場合には整列状態の検出精度を悪化させる原因となる。

ただし、2極4相のSRMではロータの突極断面にさらに段差を付けたり、回転方向に角度を付けたりすることにより、回転方向を定めることがある。このような場合は C_g の最大値を検出すれば、転流の情報としては十分であることから、1つの突極のみにトロイダルコアを実装してその突極の静電容量のみを計測するだけでも実用的な設計ができる。

電子回路の設計では最大値であることを安定して検出することはしばしば困難である。ピークホールド回路を使えばある時間区間の最大値を保持することは可能であるが、信号とノイズの弁別、オフセットおよびオフセットドリフトの抑制など、困難な課題がある。設計、実装においては、モータおよび電子回路の製造ばらつきから起こる、比較対象とする基準電圧の変動をどのように取り扱うかという問題もある。

したがって、2つの量を比較する形式をとることができれば調整も含めて回路設計が容易になる。このことから、以下に3つの突極にトロイダルコアを設置する手法について考察を加える。

〈3・2・2〉トロイダルコアを3つの突極に実装する場合

前節において述べたように、静電容量型ロータ位置検出においては1つのステータの突極間静電容量を計測するだけでは実用的なシステムとならない。ここでは3つのステータ側突極にトロイダルコアを設置し、静電容量を計測する場合

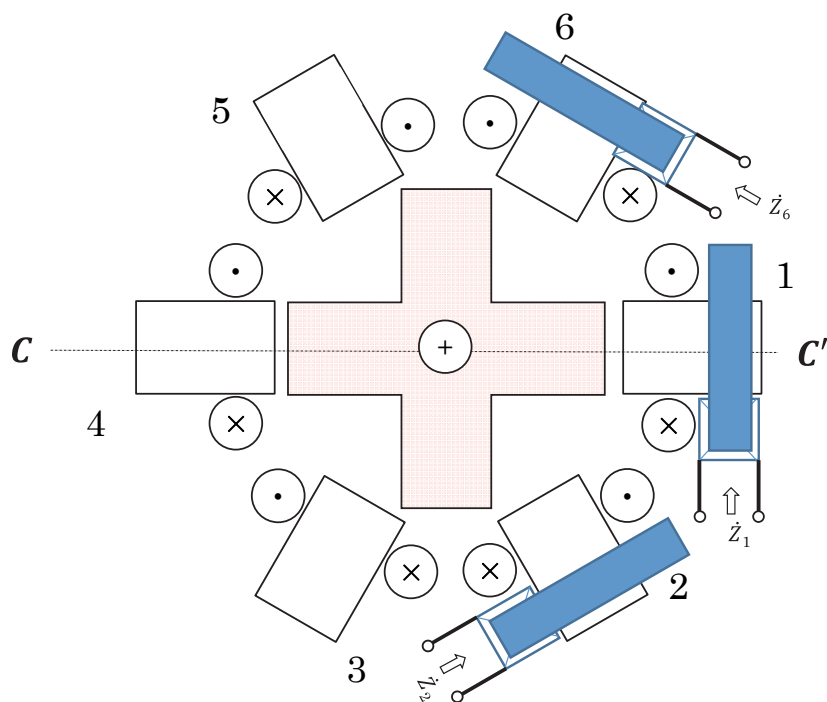


図 3.6 3つのステータ側突極にトロイダルコアを実装した SRM

を考える。図3.6にトロイダルコアの実装方法を示した。トロイダルコアの実装方法は図3.3に示したものと同一である。

実際にはトロイダルコアに巻いた二次巻線から見たインピーダンスを測定して突極間静電容量を検出するのであるが、わかりやすくするためにここでも突極間静電容量を計測できたものとして考える。図3.7は図3.6の構成で計測される静電容量の概略図である。 C_{g1} は突極1 (A相) の突極間静電容量, C_{g2} は突極2 (B相) の突極間静電容量, そして C_{g6} は突極6 (C相) の突極間静電容量である。この図からわかるように, それぞれの各突極間静電容量は機械角 90° の周期をもち, お互いに 120° の電気角度差を持っている。図3.7より C_{g1} は偶関数であり, C_{g2}, C_{g6} は C_{g1} をそれぞれ電気角 120° 進めたものと, 遅れたものになる。したがって, これらを比較すれば値が一致する角度が存在し, それらは空間的配置からもわかるように, 表3.1にまとめた関係を持つ。ここで, 各容量が最大を持つ区間Aの中央をその巻線へのロータ整列時とした。転流ポイントを検出するには, 静電容量が最大である相を検出し, 他の2つの相の静電容量が等しくなる点を検出すればよいことがわかる。これは, 図3.7で○印で囲んだ交差点がこれにあたる。

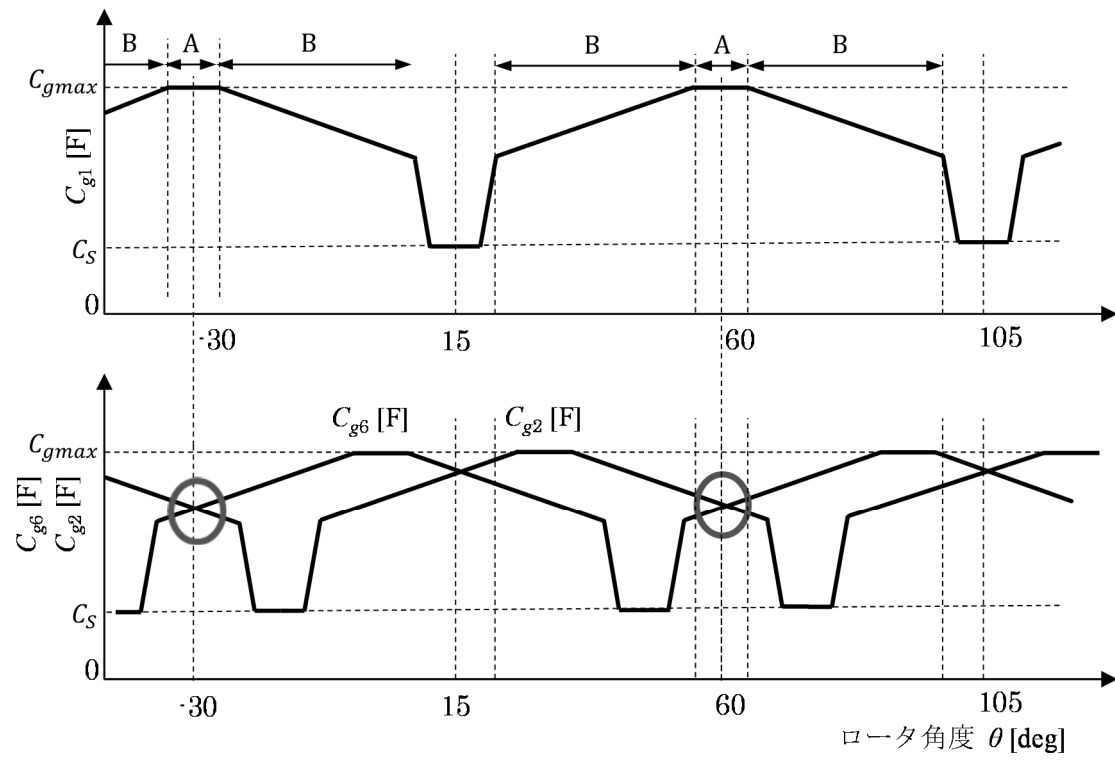


図 3.7 静電容量のロータ角度との関係 3 の突極の静電容量とロータ回転角度の関係

表 3.1 整列状態を検出する条件

整列する相	最大になる容量	比較する容量
A	C_{g1}	$C_{g2}=C_{g3}$
B	C_{g2}	$C_{g1}=C_{g3}$
C	C_{g3}	$C_{g1}=C_{g2}$

〈3・2・3〉実験およびシミュレーションに使ったSRMのモデル

静電型ロータ位置検出回路のシミュレーションに用いたSRMのモデルの仕様を表3.2に示す。実験に用いた回路定数もこのモデルを基礎にした。これらの仕様の意味を図3.8に突極断面図で示した。ロータ突極部直径は、ロータ突極をロータ外形とみた場合の直径である。ロータ突極開度は、ロータの突極部分の円周方向の弧の長さを角度で表したものである。ロータ長さは突極の表面の軸方向の長さであり、図3.8では紙面に垂直方向に測定される長さになる。ステータ突極開度はロータ突極の円周方向の弧の長さを角度で表したものである。突極間ギャップは突極間の空隙の幅である。なお、突極はスキューを持たず、突極表面の端面のうち、紙面に垂直方向のものは軸の長手方向に平行であると仮定する。また、ステータ側突極面の曲率半径とロータ側のそれとは以降の計算においては同一であるとした。このSRMモデルをここではSRM1と呼ぶことにする。

なお、このSRM1においては、定格出力は1kW程度、定格回転数は10,000min⁻¹程度を想定している。

表 3.2 シミュレーションで用いた SRM のモデル(SRM1)

項目	記号	仕様	単位
ロータ突極部直径	D_r	128	mm
ロータ突極開度	φ_r	24	度
ロータ長さ	L_r	96	mm
ステータ突極開度	φ_s	30	度
突極面間ギャップ	G_s	0.3	mm

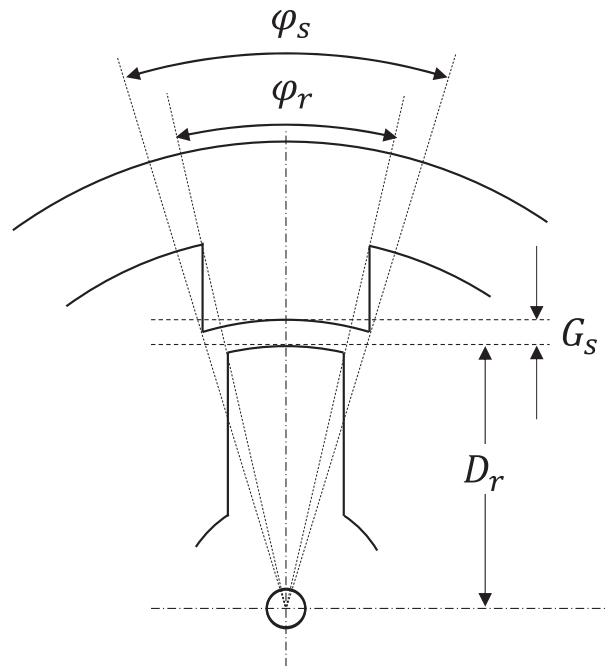


図 3.8 実験とシミュレーションの基礎とした SRM 突極モデル

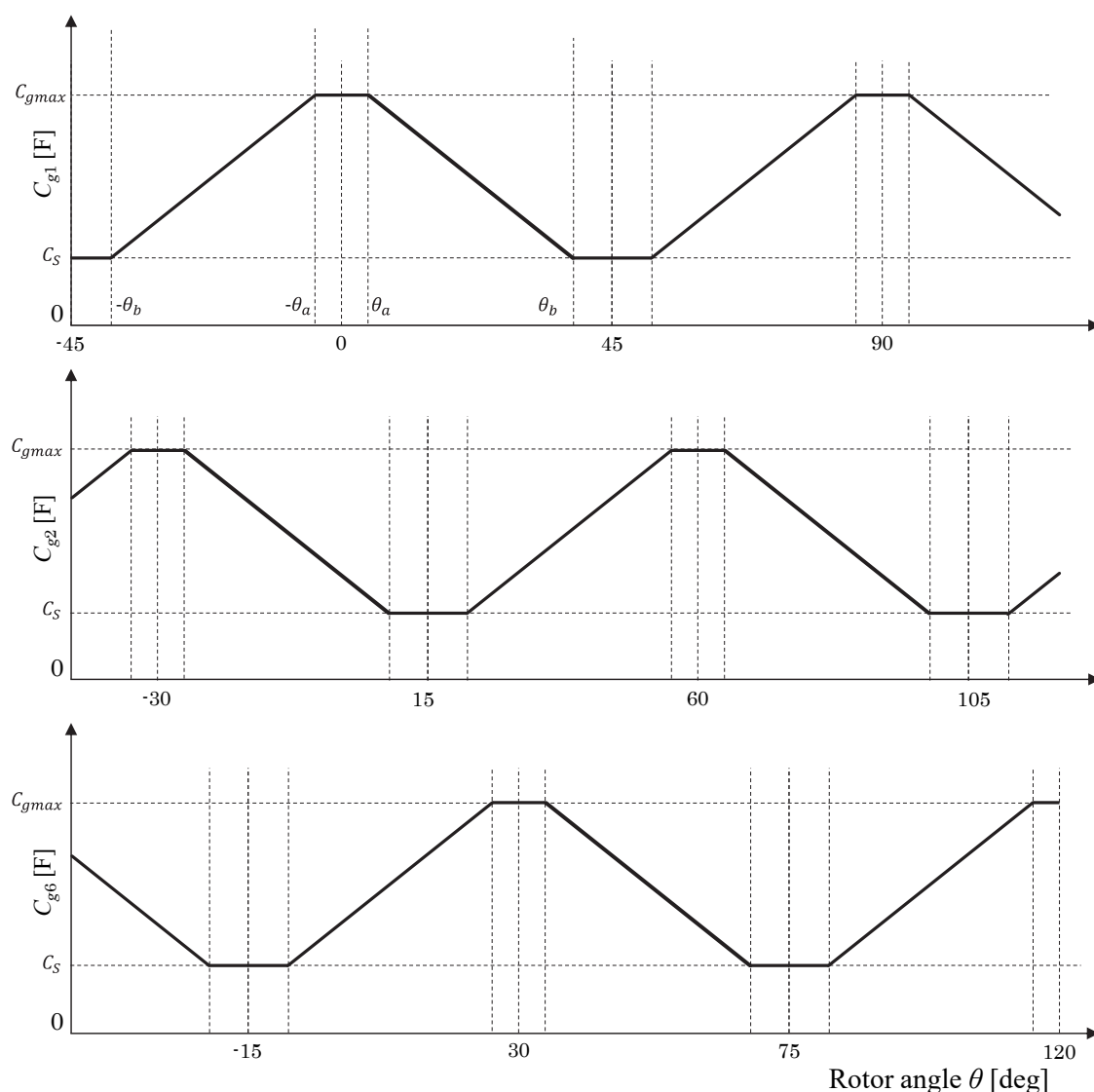


図 3.9 シミュレーションと実験の基礎とした SRM モデルの突極間静電容量変化

これらの値から、計算された突極間静電容量の角度依存性を図3.9に示す。なお、このモデルにおいては簡単のため、突極間静電容量は角度 $\theta = \pm\theta_b$ において最小静電容量値 C_s に減少するものとした。

同図において、 C_{g1} が最大値をとる区間Aの中央をロータ角度 $\theta=0^\circ$ としている。 $-\theta_a < \theta < \theta_a$ の区間ではロータ突極表面がすべてステータ突極表面に対向している状態である。このとき、突極間静電容量は最大値 C_{gmax} となる。 $\theta_a < \theta < \theta_b$ あるいは $-\theta_b < \theta < -\theta_a$ である、領域Bではロータ突極表面とステータ突極表面が部分的に対向している領域である。

この領域Bでは，両突極表面が対向している角度を $\varphi[\text{rad}]$ とすると，

$$\varphi = -\theta + \frac{1}{2}(\varphi_r + \varphi_s) \quad \cdots \cdots \cdots (3.1)$$

という関係がある。

表3.1の仕様から，対向する突極表面が形作る容量 C を，平行平板電極静電容量とすれば，式(3.2)で計算される。

$$C = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{S}{g_s} \quad \cdots \cdots \cdots (3.2)$$

ここで， S は対向している突極表面積である。また， ε_r は大気の比誘電率， ε_0 は真空の誘電率である。値はそれぞれ以下の値を用いた⁽⁴⁹⁾。

$$\varepsilon_r = 1.00 \quad \cdots \cdots \cdots (3.3)$$

$$\varepsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \quad \cdots \cdots \cdots (3.4)$$

なお， ε_r ， ε_0 の値は，文献(49)掲載の値において有効数字4桁めを四捨五入し，上記3桁の数字として，計算に用いた。また，オフセット容量は5pFと仮定した。表3.3にこれらの容量値をまとめた。

表 3.3 SRM モデル (SRM1)の容量値

項目	記号	仕様	単位
最大突極間静電容量	C_{gmax}	81	pF
寄生容量 (オフセット容量)	C_s	5.0	pF

3.3 突極間静電容量計測回路

ステータ突極に磁束を結合する回路の等価回路を図3.10に示す。ここで、 R は損失項であり、トロイダルコアによって生ずるものも含む。 C_g 、 C_s 、 R からなる並列回路のインピーダンスを Z_2 とし、 L_1 側から見たときのインピーダンスを \dot{Z} とすると、 L_1 の両端の電圧を \dot{V}_1 、流れる電流を \dot{I}_1 とすれば、

$$\dot{Z} = \frac{\dot{V}_1}{\dot{I}_1} = j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_1 + \dot{Z}_2} \quad (3.5)$$

ここで、

$$\dot{Z}_2 = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C} \quad (3.6)$$

とした。ただし、

$$C = C_g + C_s \quad (3.7)$$

である。

図3.10を漏れインダクタンス $L_1 - M, L_2 - M$ を用いた等価回路で表したものが図3.11である。

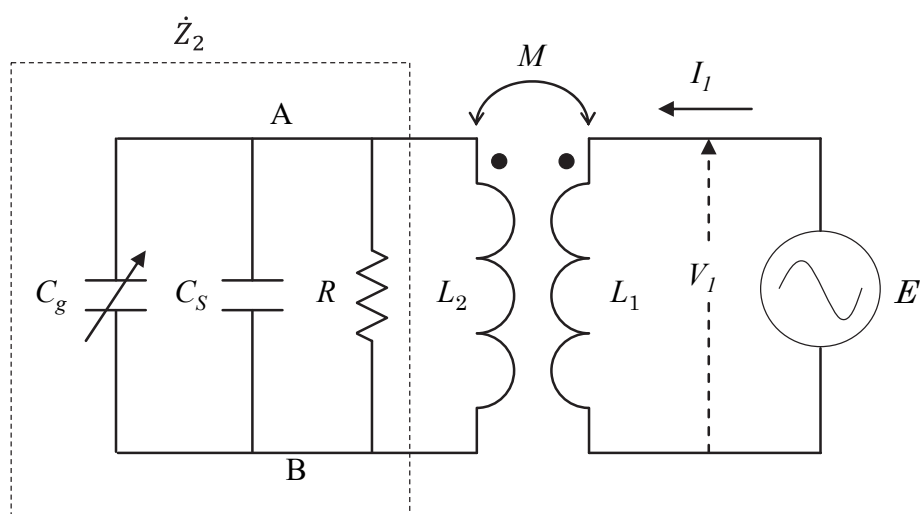


図 3.10 ステータ突極の結合回路の等価回路

$R = 1\text{k}\Omega$, $L_1 = L_2 = 1.6\mu\text{H}$, $M = 1\mu\text{H}$ のときに, L_1 側を1Vで定電圧駆動し, $C = 5\text{pF}$, 90pF , 100pF のときの電流の周波数に対する変化をシミュレーションした結果が図3.12である。各周波数におけるインピーダンスはグラフの電流値の逆数となる。

同図において, 容量が 90pF と 100pF 電流は 12MHz 程度で C が L_2 と共に共振状態となり, L_1 から見たインピーダンスが最大となる。周波数がさらに増大すると, 漏れインダクタンス $L_1 - M$ と容量 C が直列共振を起こし, 電流が増大する。整列状態を検出するには, 容量 C の変化によってできるだけ大きな電流変化が起こり,

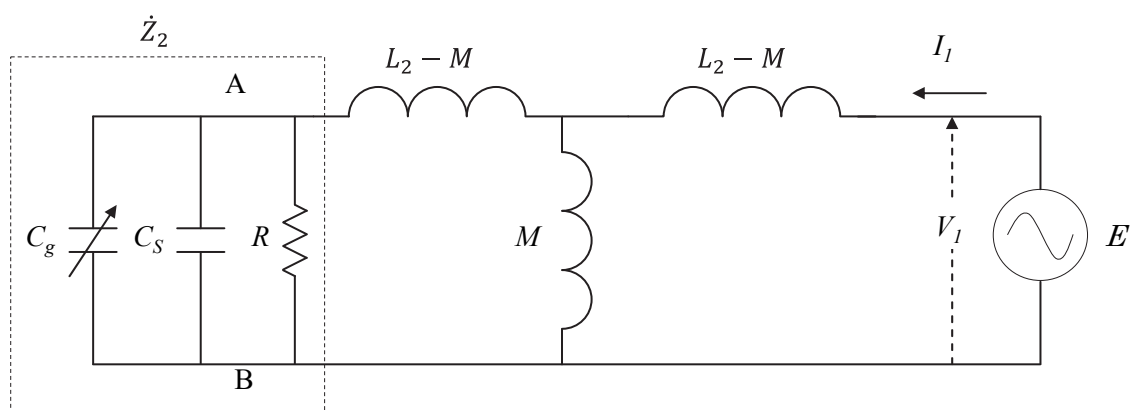


図 3.11 漏れインダクタンスによる等価回路

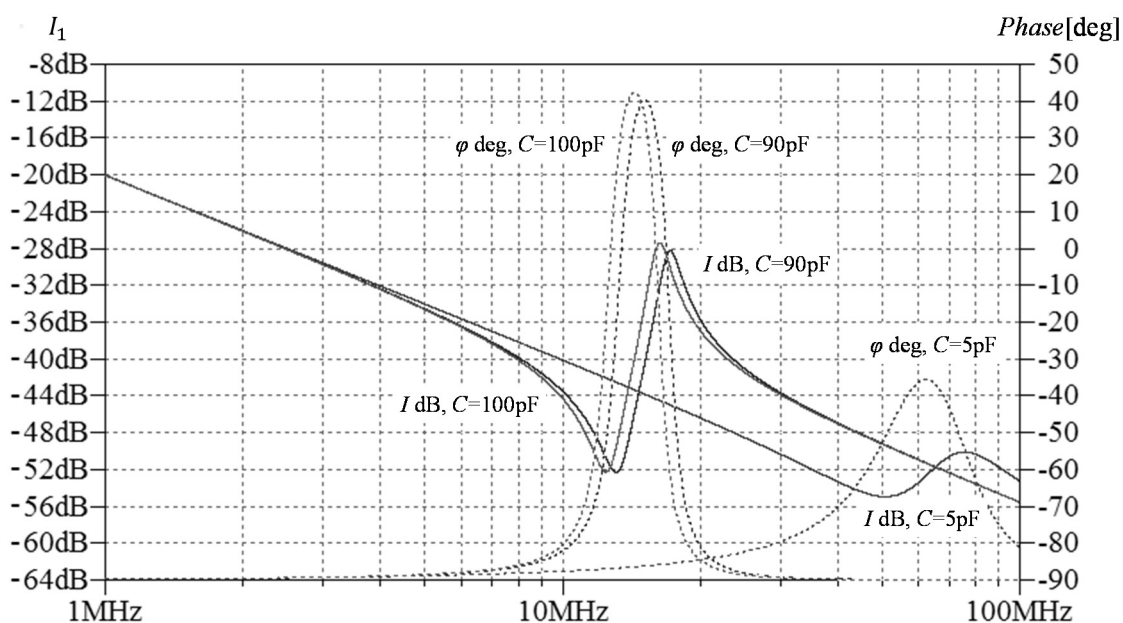


図 3.12 C を変化させたときの電流の周波数特性

さらにできるだけ電流の絶対値が大きい方が実用的である。同図から、並列共振点と直列共振点の間の周波数で励振し、できるだけ直列共振点に近い動作点を用いるのが有利であることがわかる。

3.4 信号電流によるトルクの発生

信号電流によるトルクの発生について検討する。モータの発生する外部駆動用トルクと比べて信号電流の発生するトルクが無視できないと、振動などの原因になるため、実際の応用ではどの程度のトルクが信号用電流によって発生するかを評価する。

〈3・4・1〉突極間静電容量によるトルク

ある時点までに突極間静電容量に対して流入した電気エネルギーを E_e とすれば、これは突極間静電容量に印加された瞬時電圧 e および流れる瞬時電流 i の積すなわち電力を積分し、

$$E_e = \int ei \, dt \quad \dots\dots\dots (3.8)$$

と表すことができる。電流 i は突極間静電容量に蓄えられた電荷 Q の時間微分で表され、

$$i = \frac{dQ}{dt} \quad \dots\dots\dots (3.9)$$

であるので、これを式(3.8)に代入して

$$E_e = \int ei \, dt = \int e(Q) \frac{dQ}{dt} dt = \int e(Q) dQ \quad \dots\dots\dots (3.10)$$

を得る。ここで、 $e = e(Q(t))$ より、置換積分の公式を用いた。

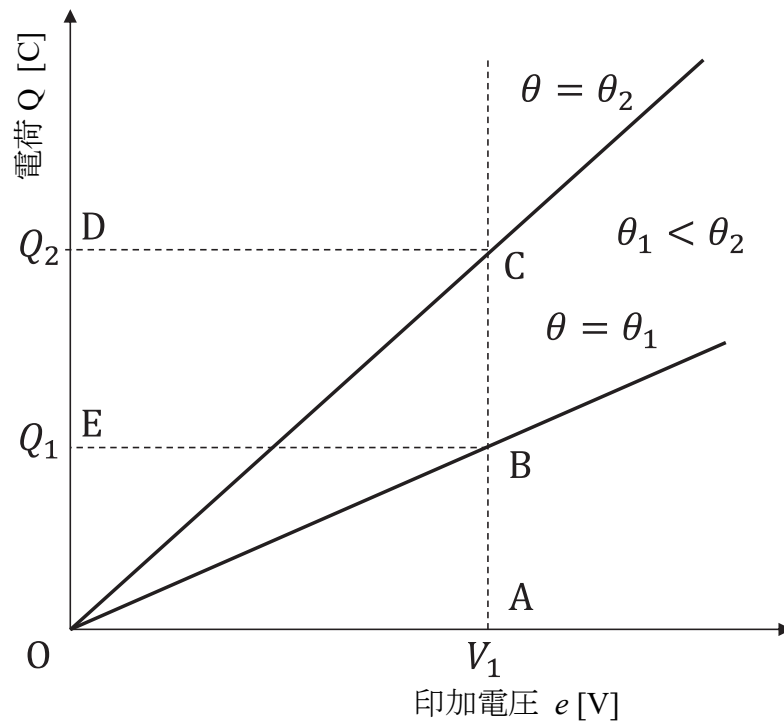


図 3.13 SRM の電極間電圧対電荷特性

図3.13はロータの回転角度 θ をパラメータとして電荷 Q と突極間に印加される電圧 e の関係をプロットしたものである。

ロータ角度 $\theta = \theta_1$ のときに突極間静電容量に蓄えられたエネルギーは、

$$E_Q|_{\theta=\theta_1} = \int_0^{Q_1} e(Q) dQ = \text{面積}(OBE O) \dots\dots\dots (3.11)$$

突極間静電容量に印加される電圧を一定に保ちながら、ロータ角度 θ が θ_1 から θ_2 に変化した後に突極間静電容量に蓄えられているエネルギーは、

$$E_Q|_{\theta=\theta_2} = \int_0^{Q_2} e(Q) dQ = \text{面積}(OCDO) \dots\dots\dots (3.12)$$

この間に突極間静電容量に電源から流入した電気エネルギー $E_e|_{\theta_1 \rightarrow \theta_2}$ は

$$E_e|_{\theta_1 \rightarrow \theta_2} = \text{面積}(EBCDE) \dots\dots\dots (3.13)$$

$E_e|_{\theta_1 \rightarrow \theta_2}$ は静電エネルギーとして蓄えられたエネルギー増加分 ΔE_Q とモータの軸から出力されたエネルギーの増加分 ΔE_m の和となる。

$$E_e|_{\theta_1 \rightarrow \theta_2} = \Delta E_Q + \Delta E_m \quad \dots\dots\dots (3.14)$$

ここで,

$$\Delta E_Q = E_Q|_{\theta=\theta_2} - E_Q|_{\theta=\theta_1} \quad \dots\dots\dots (3.15)$$

であり, (3.11)式と (3.12)式を(3.15)式に代入し, 式(3.14)に用いて ΔE_m を求めると,

$$\begin{aligned} \Delta E_m &= E_e|_{\theta_1 \rightarrow \theta_2} - \Delta E_Q \\ &= \text{面積}(EBCDE) - \text{面積}(OCDO) + \text{面積}(OBEO) \\ &= \text{面積}(OBCO) \quad \dots\dots\dots (3.16) \end{aligned}$$

図3.13を観察することにより, 面積($OBCO$)は, 突極間静電容量変化に対する三角形OABの増分

$$\Delta(OBCO) = \text{面積}(OACO) - \text{面積}(OABO) \quad \dots\dots\dots (3.17)$$

であることがわかる。

回転機においては, 角度 θ の変化分に対する機械エネルギー E_m の増加分がトルク T となるため, (3.16)式および(3.17)式を用いてこれを計算すれば,

$$\begin{aligned}
T = \frac{dE_m}{d\theta} &= \lim_{(\theta_2 - \theta_1) \rightarrow 0} \frac{\text{面積}(OBCO)}{\theta_2 - \theta_1} \\
&= \lim_{(\theta_2 - \theta_1) \rightarrow 0} \frac{\text{面積}(OACO) - \text{面積}(OABO)}{\theta_2 - \theta_1} \\
&= \frac{d}{d\theta} \text{面積}(OABO) = \frac{d}{d\theta} \left\{ \frac{1}{2} V_1 Q_1 \right\} \\
&= \frac{d}{d\theta} \left\{ \frac{1}{2} C(\theta) V_1^2 \right\} = \frac{1}{2} \frac{dC(\theta)}{d\theta} V_1^2 \dots\dots\dots (3.18)
\end{aligned}$$

ここで、静電容量 C の電圧 V と電荷 Q の関係式 $Q = CV$ を用いた。

〈3・4・2〉実際のトルクの試算

式(3.18)に表3.3で示したモデルSRMの値を適用し、モデルSRMにおいて突極間静電容量計測用の電源によって発生するトルクを試算してみる。

表3.3に示したように、このモデルSRMの容量の最大静電容量値と同最小値の差は76pFである。このことから、 $dC/d\theta$ の最大値 $\max(dC/d\theta)$ のおおよその値を以下のように仮定する。

$$\max\left(\frac{dC}{d\theta}\right) = 76[\text{pF}]/0.17[\text{rad}] \cong 447[\text{pF/rad}]$$

ここで、機械角 10° で突極間静電容量が最大で76pF変化すると仮定した。また、突極間静電容量計測用の電源の振幅を $1V_{\text{peak}}$ とすれば、この電源によって発生するトルクは、式(3.18)より、

$$T = \frac{1}{2} \frac{dC}{d\theta} e^2 \cong \frac{1}{2} \times 447[\text{pF/rad}] \times 1^2 \cong 220 \times 10^{-12} [\text{kgm}_{\text{peak}}]$$

上式の結果より、突極間静電容量計測用の電源がモデルSRMにおいて発生すると考えられるトルクは非常に微小であることがわかる。

3.5回転により発生する電流の影響

突極間静電容量を測定する端子から見たときの電氣的等価回路を図3.14に示す。同図において、 C_g は突極間静電容量、 G はコンダクタンス、 \dot{Y} は突極間静電容量を測定するさいに計測されるアドミタンスである。印加される電圧を $v(t)$ 、流れる電流を $i(t)$ とすれば、

$$\begin{aligned}
 i(t) &= Gv(t) + \frac{d}{dt}Q = Gv(t) + \frac{d}{dt}(C(t)v(t)) \\
 &= Gv(t) + \frac{dC(t)}{dt}v(t) + C \frac{dv(t)}{dt} \\
 &= Gv(t) + \frac{dC(\theta)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} v(t) + C \frac{dv(t)}{dt} \dots\dots\dots(3.19)
 \end{aligned}$$

式(3.19)に $\omega_m = \frac{d\theta}{dt}$ (ω_m [rad/s]は機械角速度)を代入して、

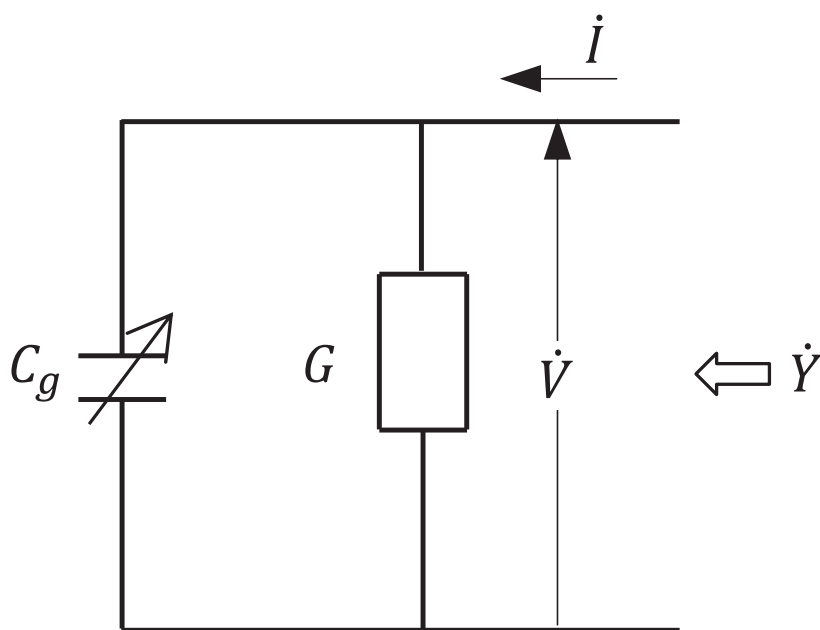


図 3.14 突極間静電容量計測用電源から見たときの等価回路

$$i(t) = Gv(t) + \omega_m v(t) \frac{dC(\theta)}{d\theta} + C \frac{dv(t)}{dt} \dots\dots\dots (3.20)$$

を得る。式(3.20)において、第2項はロータが回転することにより加わる電流である。ここで \dot{V} を角周波数を ω_c とする複素正弦波信号

$$\dot{V} = |\dot{V}|e^{j\omega_c t}$$

とし、 $\omega_m \ll \omega_c$ より ω_m をパラメータとして考え、複素記号法により式(3.20)を表せば、

$$\begin{aligned} \dot{I} &= G\dot{V} + \omega_m \dot{V} \frac{dC(\theta)}{d\theta} + j\omega_c C\dot{V} \\ &= G\dot{V} + \dot{V} \left(\omega_m \frac{dC(\theta)}{d\theta} + j\omega_c C \right) \\ &= G\dot{V} + \omega_c C\dot{V} \left(\frac{\omega_m}{\omega_c} \frac{1}{C} \frac{dC(\theta)}{d\theta} + j \right) \dots\dots\dots (3.21) \end{aligned}$$

(3.21)式の第2項の括弧内の実部は回転により発生する電流である。この値を以下のような現実的な値を代入して計算してみると、

$\omega_m = 10,500[\text{rad/s}]$, ロータの回転速度 $100,000[\text{min}^{-1}]$

$\omega_c \cong 6.3 \times 10^7[\text{rad/s}]$, 突極間静電容量測定用信号源周波数

$\max\left(\frac{dC}{d\theta}\right) = 75[\text{pF}]/0.17[\text{rad}] \cong 441[\text{pF/rad}]$, 突極間静電容量の機械角

に対する最大の変化量の仮定。機械角約 10° で 75pF 変化するのが最大値だと仮定する。

$\min(C) = 5[\text{pF}]$, 突極間静電容量の最小の値。

なお、突極間静電容量については表3.3で示したモデルSRMの値を適用した。以上の仮定のもとに式(3.21)の第2項の括弧内の実部の最大値を計算すると、

$$\frac{\omega_m}{\omega_c} \frac{1}{\min(C)} \max\left(\frac{dC(\theta)}{d\theta}\right) \cong 0.0147 \ll 1$$

となり，虚部に対して十分小さいため無視できる。したがって，式(3.21)は，

$$\dot{I} \cong G\dot{V} + j\omega_c C\dot{V} \quad \dots\dots\dots(3.22)$$

と考えることができ，ロータが回転することによる突極間静電容量計測用電源から見たアドミタンスの変化は無視できることがわかる。

3.6 実験回路

実験回路の概要を図3.15に示す。使用した部材1，部材2，ボルト，およびナットはすべて鉄製である。ボルト1はステータ側突極を模しており，ボルト2はロータ側突極を模している。ボルトは10mm径のものを用了。部材1と部材2の厚さは2.6mmである。 T は駆動用巻線としてエナメル線を複数回巻いたコイルとなっている。 T_1 , T_2 はコイル T の端子引き出し線である。トロイダルコアは直径約25mm，内径約15mmのものを用了。トロイダルコアにはビニール絶縁線を1回のみ通し， L_1 を構成した。 S_1 , S_2 はこれらの端子である。 C_p は共振周波数を低下させるための静電容量である。今回実験に使用したトロイダルコアの透磁率が10MHz以上では減衰してしまうため，この構成をとった。モータにこの構成を適用するには，ステータ側突極表面に近いところから，モータのケーシングに容量を接続すればよいので，ロータの回転には影響を与えない。

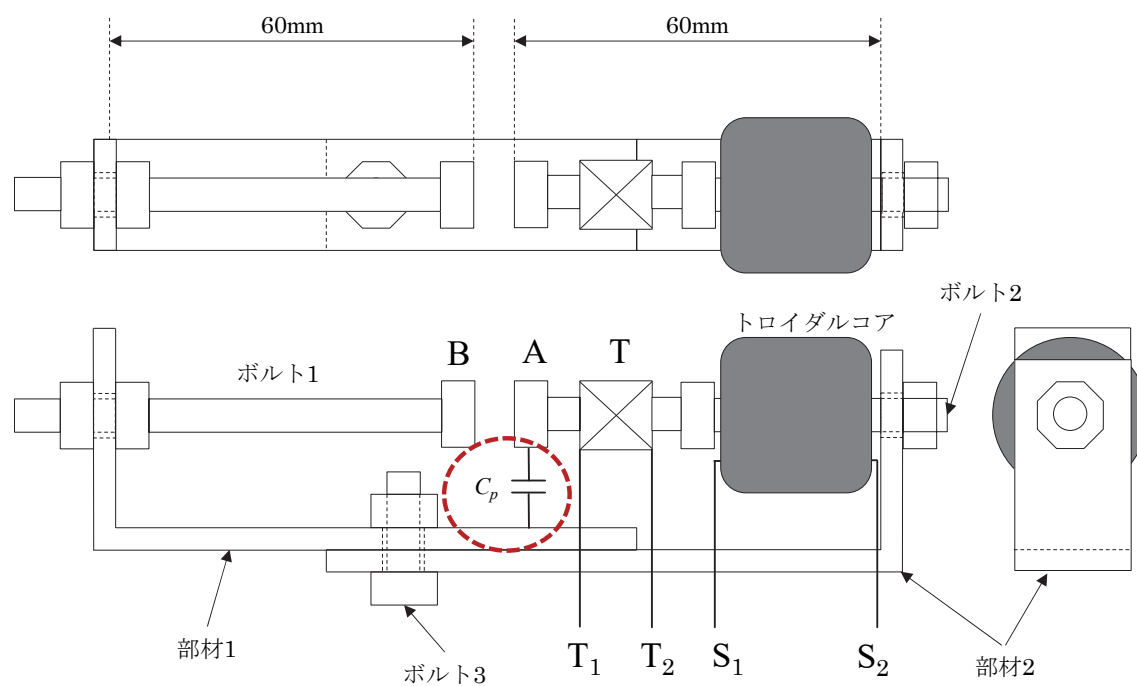


図 3.15 実験回路のセットアップ

この実験セットのAとBの間に可変容量コンデンサを接続して突極間静電容量の変化に対する L_1 側からのインピーダンス Z の変化を計測した。図3.16は $C_p=1,025\text{pF}$ のときの Z の実測値である。

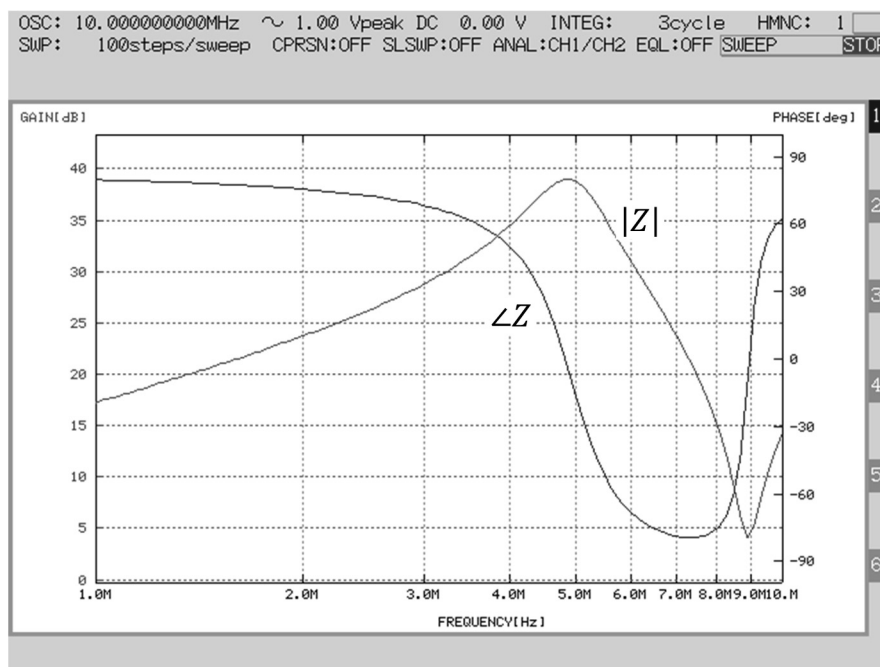


図 3.16 $C_p=1,025\text{pF}$ のときの L_1 側から測定されたインピーダンス Z

この図からわかるように、並列共振周波数 f_p は約4.7MHz, 直列共振周波数 f_s は約8.9MHzである。インピーダンスの測定には株式会社エヌエフ回路設計ブロックFRA5097周波数特性分析器を用いた。信号電圧振幅は1Vpkである。

3.7 シミュレーションとシミュレーション結果

あらかじめ計測しておいたトロイダルコアのAL値（巻数の二乗を乗じるとインダクタンス値となる値）を用いてこの回路をモデル化したものが図3.17である。結合係数 k は図3.16から結合係数を以下の式から計算した。なお、シミュレーションにはLTspice⁽⁵⁰⁾を用いた。

$$k = \sqrt{1 - \left(\frac{f_p}{f_s}\right)^2} \dots\dots\dots (3.23)$$

ここで f_p は並列共振周波数, f_s は直列共振周波数である。なお, C_l は C_p , C_s , および C_g の合成容量である。図3.18に $C_l=1,025\text{pF}$ のときのシミュレーション結果を示す。図3.16の実測結果とほぼ一致していることがわかる。

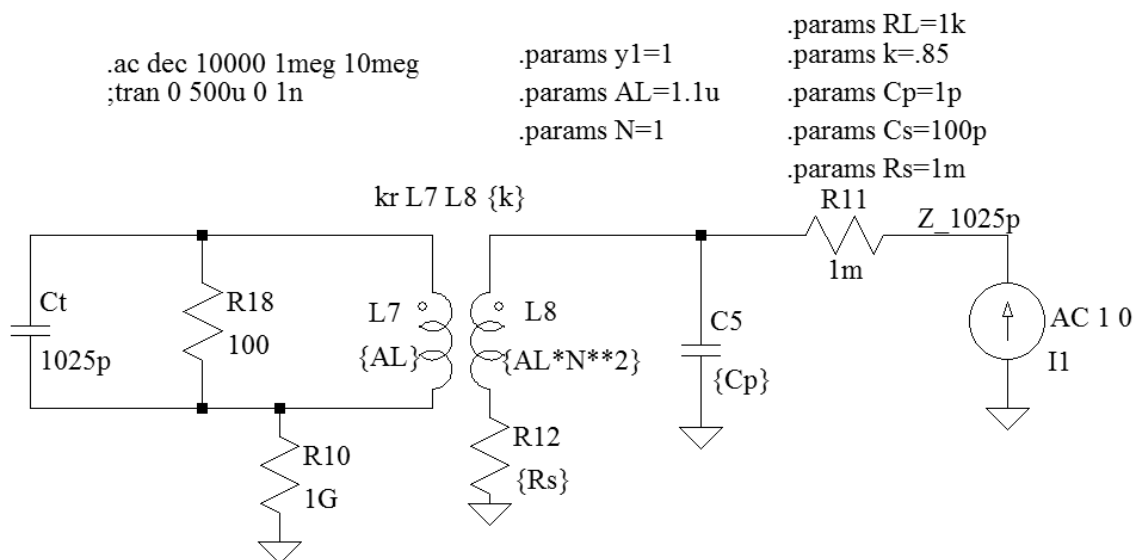


図 3.17 突極間静電容量計測回路の SPICE シミュレーションモデル

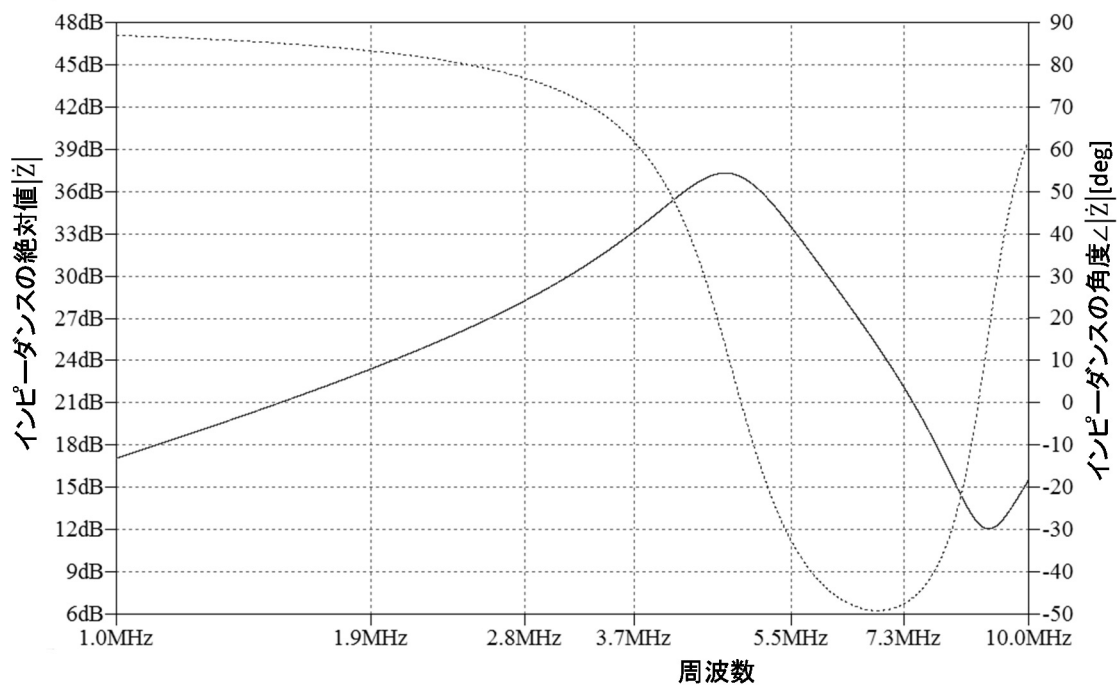


図 3.18 突極間静電容量計測回路のシミュレーション結果

3.8 実験結果

図3.19は図3.15に示したセットアップのAB間に可変容量を接続し，合成容量 C を1,020pFから1,115pFまで変化させて L_1 側からインピーダンス Z を測定した値と，図3.17に示したシミュレーション回路において C_L を同様に变化させてシミュレーションを実施して得られた同インピーダンス Z である。測定およびシミュレーションにおいては周波数を8.5MHzとした。測定には株式会社エヌエフ回路設計ブロックFRA5097周波数特性分析器を用いた。信号電圧振幅は1Vpkである。

この図からわかるように，SRMのモデル（図3.5）のように C_g が75pF変化すれば，1.5dBないし2.0dB程度のインピーダンスの変化が発生する。これは電子回路で比較・検出が十分できる変化量である。

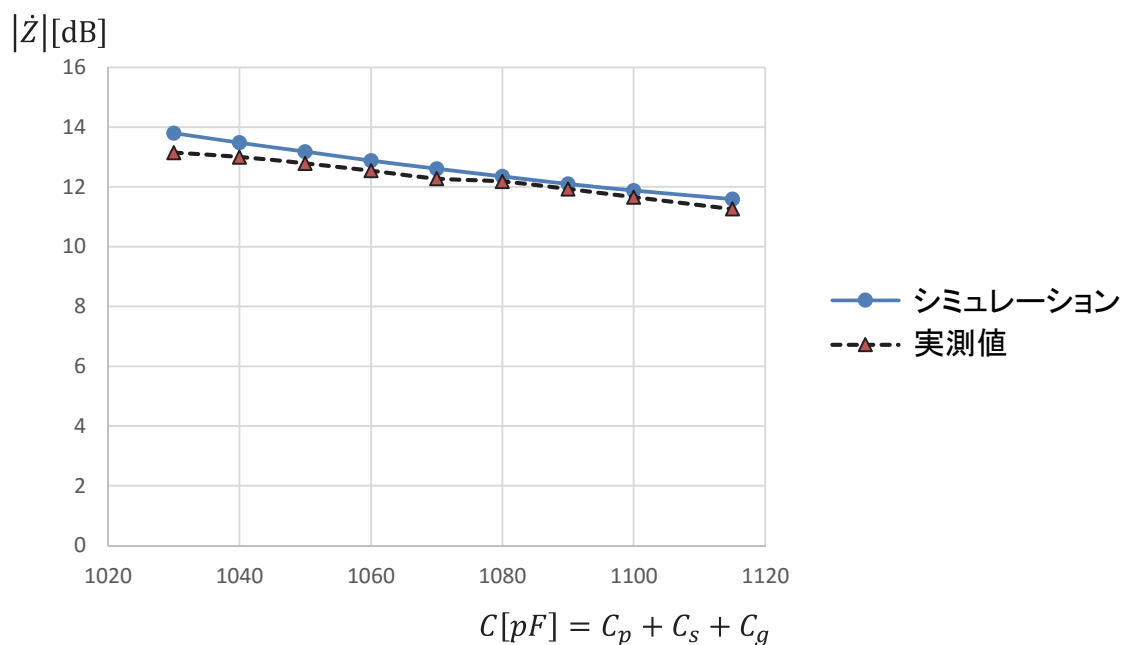


図 3.19 L_1 側から見たインピーダンスの合計容量 C に対する変化 $f=8.5\text{MHz}$

3.9 非干渉性実験結果

駆動電圧と、トロイダルコアによる突極間静電容量検出回路の間の非干渉性を評価するため、図3.15に示した実験セットアップを用いてアイソレーション特性(V_2/V_1)を測定した。接続回路を図3.20に示す。

図3.21は測定結果である。測定には株式会社エヌエフ回路設計ブロックFRA5097周波数特性分析器を用いた。信号電圧振幅は1Vpkである。信号入力抵抗 R は同測定器の仕様より、 $1\text{M}\Omega$ である。駆動巻線を模したインダクタンス T のインダクタンスは実測で $27\mu\text{H}$ （測定周波数10kHz）である。

図3.21からわかるように、10MHz程度で共振が発生している。共振周波数以下では60dB以上のアイソレーションが得られている。一般的に駆動のためのパワーエレクトロニクス回路の発生する電圧波形の高調波は10MHz程度では十分減衰しており、この程度のアイソレーションが得られていれば、実設計上ほぼ問題はない。したがって、実験セットアップにおいては駆動回路と突極間静電容量計測回路間の非干渉性は十分であるといえる。

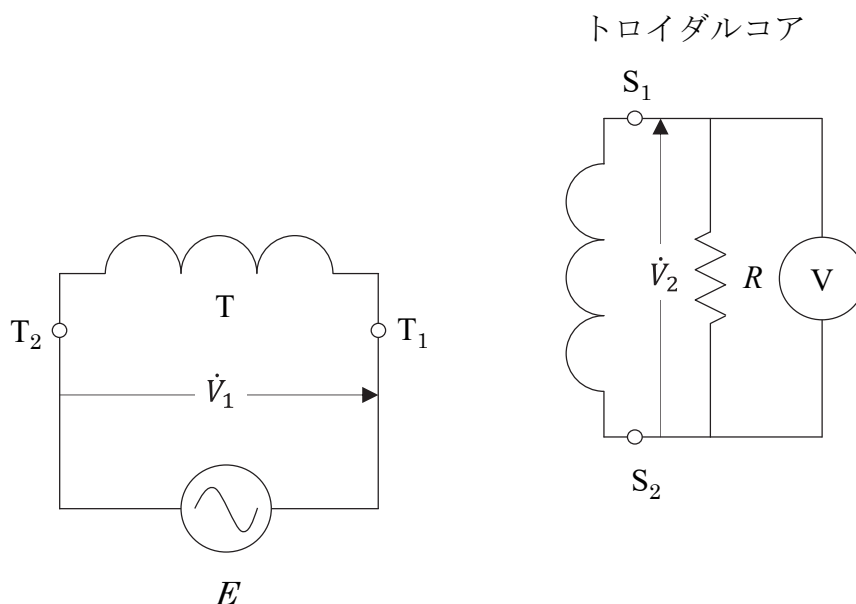


図 3.20 巻線 T とトロイダルコア巻線のアイソレーション特性測定回路図

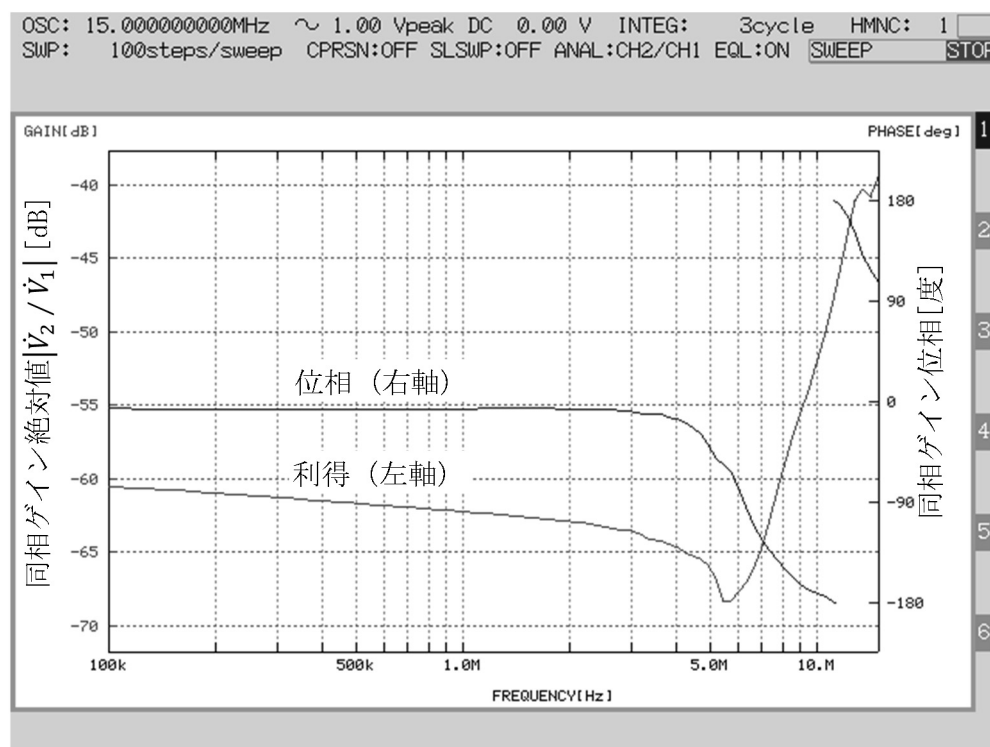


図 3.21 巻線 T とトロイダルコア巻線のアイソレーション特性測定結果

3.10 まとめ

本章では静電型センサレスロータ位置検出方法について論じた。通常は互いに電氣的に接続されているロータとステータの突極間静電容量を計測する手法を提案し、シミュレーションと突極をモデル化したセットアップによる実験から提案の有効性を示した。さらに、実用的な検出感度を得るためにステータにコンデンサを設置する手法を提案し、実用的な感度が得られることを示した。

検出感度については、周波数特性の良好なトロイダルコアを使用し、 C_p の値を小さくし、より高い周波数でインピーダンス検出を行えば、検出感度を高めることができる。

静電容量 C の変化に対するインピーダンス Z_c の絶対値 $|Z_c|$ の変化率は式(3.24)で表される。

$$\frac{d|Z_c|}{dC} = \frac{d}{dC} \frac{1}{\omega C} = \frac{-1}{\omega C^2} \dots\dots\dots (3.24)$$

ほぼ同じインピーダンスの絶対値範囲で測定を行うとすれば、 $|\dot{Z}_c| = \frac{1}{\omega C} \sim \text{一定}$ 、が条件であり、インピーダンスの変化率式(3.24)は静電容量 C の逆数に比例するため、周波数の増加に伴って検出感度は増加することがわかる。

なお、実験に使用したトロイダルコアはTDK社製のMn-Zn（マンガン亜鉛）系フェライトである。データシートによれば、キュリー温度は130度である。本研究の目的であるSRMの高温対応には適さない。しかし、Ni-Zn（ニッケル亜鉛）系フェライト材料ではキュリー温度が300度のものが市販されており、これらを使えば高温に対応できる。

本方式を実機に実装するために必要なスペースは、主に信号結合用トロイダルコアを実装するためのスペースである。本稿で仮定したインダクタンス値を得るために必要な断面積を市販品の仕様から概算すると、直径5mm程度のフェライト製トロイダルコアが必要である。このため、本方式の実装においてはトロイダルコアを実装するためにステータ側の突極を5mm程度延長する必要がある。なお、フェライトコアはプレス加工あるいは射出成型により成型できるため、突極の断面形状に適した形に成形することが可能である。巻線は直径は0.1mm程度のもので十分であり、数回巻けばよいので、ほとんどスペースを必要としない。

SRMのステータは軟磁性材料であるフェライトで製造可能である。フェライトは射出成型が可能であるので、ステータをフェライトで成型する際に突極間静電容量計測用のトロイダルコアを、巻線と共に射出成型が可能である。その場合には、信号結合用トロイダルコアの実装は大きな障害にはならない。

静電型センサレスロータ位置検出方法は、ここで述べたように、モータの外形状を大きくしてしまうことなどから、ただちに工業製品に適用される可能性は低いと考えられるが、以下の理由から、モータ制御システムを設計する際にロータ位置検出手法として検討する価値があると考えられる。4極6スロットなどのSRMでは、後述する磁気型センサレスロータ位置検出方法が良好に動作する。隣接する相巻線との距離が近いために、同相電流によって隣接相に誘起される電圧が検出可能になるのに十分なほど相互インダクタンスが大きいからである。しかし、2極4スロットなどの相巻線同士が比較的離れているSRMでは相互インダクタンスが小さくなるために検出が困難になることが考えられる。このようなSRMでは静電型センサレスロータ位置検出方法が有効である。

SRMの応用が広がっていけば、素材や構造の多様化が進んでいくことが考えられる。静電型センサレスロータ位置検出方法は上記のような場合には適切なロータ位置検出手法のひとつになると考えられる。

第4章 磁気型センサレスロータ位置検出方法⁽⁵¹⁾

磁気型センサレスロータ位置検出方法について説明する。モータ本体を磁気型に対応するには、SRMから巻線の中点タップへの接続線を相数分（4極6スロットSRMでは3本）追加する。これは比較的容易な設計変更である¹。相ごとに必要なCMNは通常SRMから離して設置されるインバータ回路とともに実装すればよい。

電子回路側では包絡線検波²を行う必要がある。実際の設計では、これを行う電子回路はシステム全体のバランスを考えてどのようなソリューションを使うかが決定される。本論文ではプロダクト検波を用いた。

4.1 理論

〈4.1.1〉巻線のインダクタンス変化

図4.1は4極6スロットSRMの巻線の配置を示したものである。中心に突極を持つロータの断面を示している。ロータの回転角度を θ で示し、 θ の正の方向を矢印で示した。各巻線はそれぞれ L_1 から L_6 で示した。これらの丸印（●）のついた端子から電流が流れ込むときに電流の方向を正とし、このときそれぞれの巻線において φ_1 から φ_6 の磁束が矢印方向（ロータに向かう方向）に発生することとする。また、それぞれの巻線の自己インダクタンスも L_1 から L_6 で表すことにする。図4.2はSRMの L_1 、 L_2 および L_6 のロータ角度 θ による自己インダクタンス変化の実測例である。この実測例のSRMをここではSRM2と呼ぶことにする。通常、磁気回路はロータの軸に対して対称に設計され、 L_1 、 L_2 、 L_3 はそれぞれ L_4 、 L_5 、 L_6 と等しい。トルクを発生するには一組の対向する巻線により発生する磁束が重ねあわされる方向に電流を流し、ロータの突極の一对をステータの突極（巻線の磁心）の一对（相）に引き寄せる。

ここで、 i_A をA相に流れる電流（相電流）とする。 L_1 と L_4 は直列に接続されており、 L_1 、 L_4 に流れる電流をそれぞれ i_{L1} 、 i_{L4} とすれば、相電流 i_A は、

¹ 追加する電線は小信号用であり、駆動電流は流れないので小径のエナメル線（ポリウレタン線）などで十分である。したがって、わずかな隙間があれば付加する中点タップへの配線は実施できる。

² 検出された信号の振幅を検出するため、本論文ではプロダクト検波による包絡線検波を用いた。ピークホールド回路や同期サンプリングなどの方法も使うことができる。

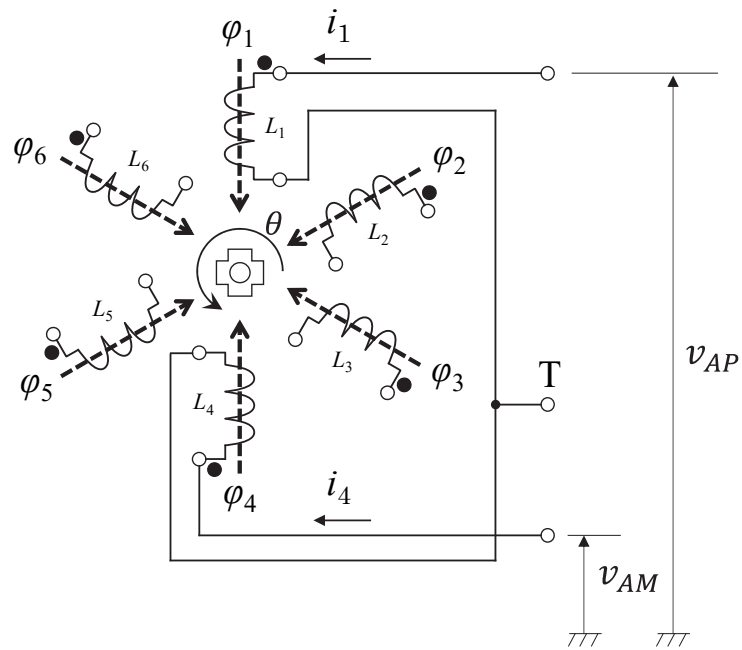


図 4.1 4 極 6 スロット SRM の巻線配置と磁束の向き

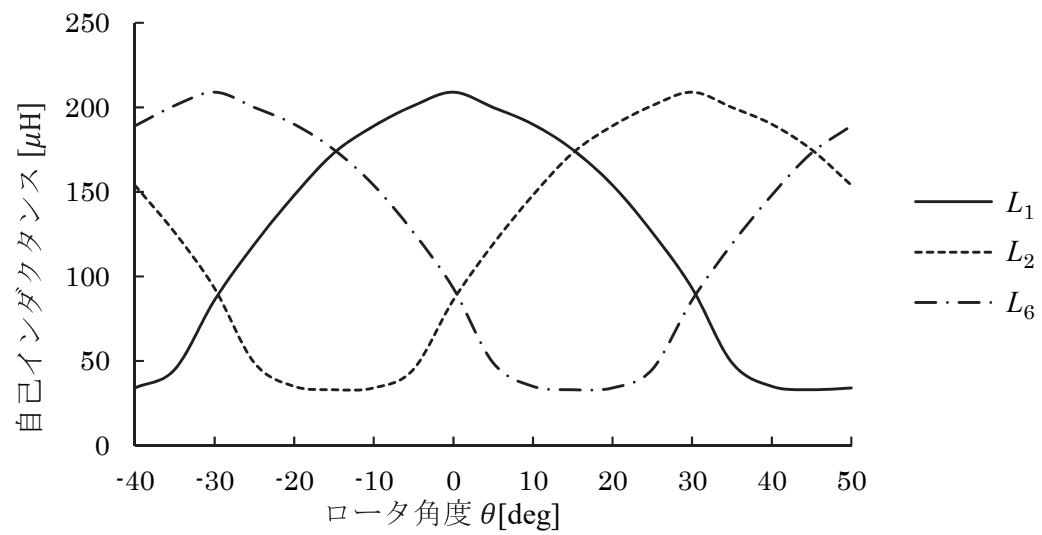


図 4.2 SRM の各巻線の自己インダクタンスの例 (SRM2)

$$i_A = i_{L1} = -i_{L4} \cdots \cdots \cdots (4.1)$$

である。 L_A は L_1 と L_4 の合成インダクタンスである。これらの巻線間の相互インダクタンスを M_{14} とすれば,

$$L_A = L_1 + L_4 + 2|M_{14}| \cdots \cdots \cdots (4.2)$$

となる。ここで、後に述べるように本稿では M_{14} は負号をとるが、 L_1 と L_4 の磁束が足しあわされる方向に駆動電流を流すため、 M_{14} の絶対値を用いた。

θ が正の方向にトルクを発生させるためには、式(2.18)より、

$$\frac{\partial L_A(\theta)}{\partial \theta} > 0 \cdots \cdots \cdots (4.3)$$

が成り立つ区間で電流を流す必要がある。図4.2の場合に L_1 と L_4 の組においてトルクを発生させるには、これらのインダクタンスが変化しているロータ角度が約 -30° から 0° の区間がこれにあたる。ロータ角度約 0° では、A相の突極対とロータの1つの突極対が整列し、一直線上に並ぶ(以下整列状態と呼ぶ)。第2章で説明したように、トルクを連続的に発生させ、負のトルクをA相において発生しないようにするには、図4.2において、ロータ角度が約 0° に達したときにA相電流 i_A を消失させ、電流を次の相に切り替えなければならない。したがって、電流を流している相がロータと整列状態となる時点を検出することが必要である。

〈4・1・2〉巻線間方程式

巻線 L_n の端子電圧 v_n ($n = 1, 2, \dots, 6$)は当該巻線に流れる電流を i_n 、巻線抵抗を r_n 、鎖交磁束を Φ_n として、式(4.4)で表される。

$$v_n = r_n i_n + \frac{d\Phi_n}{dt} \cdots \cdots \cdots (4.4)$$

巻線 L_m ($m = 1, 2, \dots, 6$ $m \neq n$)、 L_n 間の相互インダクタンスを M_{mn} とすれば、 Φ_n は

$$\Phi_n = L_n i_n + \sum_{m=1, m \neq n}^6 M_{mn} i_m \cdots \cdots \cdots (4.5)$$

L_n と M_{mn} を機械角 θ の関数とし、式(4.5)を式(4.4)に代入して展開すれば、

$$\begin{aligned}
v_n &= r_n i_n + \frac{d}{dt} \left\{ L_n i_n + \sum_{m=1, m \neq n}^6 M_{mn} i_m \right\} \\
&= r_n i_n + \frac{dL_n}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} i_n + L_n \frac{di_n}{dt} \\
&+ \sum_{m=1, m \neq n}^6 \left[\frac{dM_{mn}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} i_m + M_{mn} \frac{di_m}{dt} \right] \dots\dots\dots (4.6)
\end{aligned}$$

式(4.6)において機械角速度 $\frac{d\theta}{dt}$ を ω_m とにおいて整理すれば,

$$\begin{aligned}
v_n &= r_n i_n + \left\{ L_n \frac{di_n}{dt} + \sum_{m=1, m \neq n}^6 M_{mn} \frac{di_m}{dt} \right\} \\
&+ \omega_m \left\{ \frac{dL_n}{d\theta} i_n + \sum_{m=1, m \neq n}^6 \frac{dM_{mn}}{d\theta} i_m \right\} \dots\dots\dots (4.7)
\end{aligned}$$

$r = r_1 = r_2 = r_3 = r_4 = r_5 = r_6$ と仮定し, 行列形式で書き表せば,

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} &= r \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} & M_{14} & M_{15} & M_{16} \\ M_{21} & L_2 & M_{23} & M_{24} & M_{25} & M_{26} \\ M_{31} & M_{32} & L_3 & M_{34} & M_{35} & M_{36} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & L_4 & M_{45} & M_{46} \\ M_{51} & M_{52} & M_{53} & M_{54} & L_5 & M_{56} \\ M_{61} & M_{62} & M_{63} & M_{64} & M_{65} & L_6 \end{bmatrix} \left\{ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} \right\} \\
&+ \omega_m \left\{ \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} & M_{14} & M_{15} & M_{16} \\ M_{21} & L_2 & M_{23} & M_{24} & M_{25} & M_{26} \\ M_{31} & M_{32} & L_3 & M_{34} & M_{35} & M_{36} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & L_4 & M_{45} & M_{46} \\ M_{51} & M_{52} & M_{53} & M_{54} & L_5 & M_{56} \\ M_{61} & M_{62} & M_{63} & M_{64} & M_{65} & L_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} \right\} \dots\dots\dots (4.8)
\end{aligned}$$

式(4.8)において, 第一項は巻線抵抗による電圧降下, 第二項はロータ角度に依存して生じる電圧降下, 第三項は回転によって生じる起電圧を表す項である。

対称的な4極6スロットSRMの場合において, t を0を含む整数($t = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$)とすれば,

$$M_{mn}(\theta) = M_{nm}\left(\theta + t\frac{\pi}{2}\right) \dots\dots\dots (4.9)$$

ここで、 $m, n = 1, 2, \dots, 6$ である。 M_{mn} は 90° を周期とする周期関数である。図4.1の磁束と電流の関係を用いれば、すべての相互インダクタンス M_{mn} は負号を持つ。また、自己インダクタンス L_n の間には、以下の関係がある。

$$L_{n+1}(\theta) = L_n\left(\theta + t\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{6}\right) \dots\dots\dots (4.10)$$

式(4.10)においては、 $n = 1, 2, \dots, 5$ である。各巻線の自己インダクタンスは隣接する巻線の自己インダクタンスに対して、ロータ角度 θ に関して $\pi/6$ の位相差をもち、周期 $\pi/2$ を持つ周期関数となる。

A相に電流を印加したときに他の巻線に発生する電圧を検討する。各相のインダクタンスの組み合わせを表1に示す。また、ロータ角度 θ は、A相にロータのいずれかの突極対が整列状態となる時を 0° とする。

巻線 $L_1 \sim L_6$ はそれぞれ表1.2のようにステータの相を構成し、各相において図4.1の $L_1 \sim L_4$ 間と同様に直列接続されるものとする。

B相およびC相には電流が流れていない ($i_2 = i_3 = i_5 = i_6 = 0$) とき、A相に流れる電流によって誘導された磁束によってB相 (L_2, L_5) に誘起される電圧 v_2, v_5 は、

$$\begin{aligned} v_2 = M_{12} \frac{di_1}{dt} + M_{24} \frac{di_4}{dt} \\ + \omega_m \left(\frac{dM_{12}}{d\theta} i_1 + \frac{dM_{24}}{d\theta} i_4 \right) \dots\dots\dots (4.11) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_5 = M_{15} \frac{di_1}{dt} + M_{45} \frac{di_4}{dt} \\ + \omega_m \left(\frac{dM_{15}}{d\theta} i_1 + \frac{dM_{45}}{d\theta} i_4 \right) \dots\dots\dots (4.12) \end{aligned}$$

ここで $t=0$ として式(4.9)を用いた。

直近の巻線との相互インダクタンスである M_{12} と M_{45} は、同じ関数形をしており、空間的な配置は π 離れている。相互インダクタンス M_{mn} は機械角 $\theta = \pi$ を周期とする関数であることから、 M_{12} と M_{45} は互いに等しい。また、 M_{24} と M_{15} は同一相対極巻線の隣にある巻線との相互インダクタンスである。これらも互いの関係は $M_{12} \cdot M_{45}$ 間と同様であるので、 M_{24} と M_{15} は等しい。したがって、

$$M_{12} = M_{45} \quad \dots\dots\dots(4.13)$$

$$M_{24} = M_{15} \quad \dots\dots\dots(4.14)$$

である。

図4.1の電流と磁束の関係を用いれば、トルク発生のためのモータ駆動電流は、 $i_1 = -i_4$ の場合である。これをここでは差動モードと呼ぶことにする。このとき L_1 と L_4 に流れる電流を i_a とすれば、 $i_a = i_1 = -i_4$ である。これを、式(4.13), (4.14)とともに式(4.11), (4.12)に代入すれば、

$$v_2 = (M_{12} - M_{24}) \frac{di_a}{dt} + \omega_m \frac{d(M_{12} - M_{24})}{d\theta} i_a \quad \dots\dots\dots(4.15)$$

$$v_5 = (M_{15} - M_{45}) \frac{di_a}{dt} - \omega_m \frac{d(M_{15} - M_{45})}{d\theta} i_a \quad \dots\dots\dots(4.16)$$

を得る。

このときの v_2 と v_5 の和を v_{bb} としてこれを求めてみる。

$$v_{bb} = v_2 + v_5 = 0 \quad \dots\dots\dots(4.17)$$

となる。ここで式(4.13), (4.14)を用いた。式(18)は、A相の駆動電流の影響が v_{bb} にはあらわれないことを示している。

次に、

$$i_1 = i_4 \quad \dots\dots\dots(4.18)$$

であったとする。これを同相モードと呼ぶことにする。このとき v_{bb} は、式(4.11), (4.12)に式(4.18)を適用することによって、

$$v_{bb} = v_2 + v_5 = 2M_{ab} \frac{di_a}{dt} + 2\omega_m \frac{dM_{ab}}{d\theta} i_a \quad \dots\dots\dots(4.19)$$

となるここで、 M_{ab} を

$$M_{ab} = M_{12} + M_{24} = M_{15} + M_{45}$$

とおいた。

式(4.19)によれば、同相モードでA相に同相電流を注入したときのB相における L_2 と L_5 の電圧の和は、第一項による相間の相互インダクタンス M_{ab} による電圧と、第二項による回転数に関係した電圧の和であることがわかる。

i_a をピーク電圧 i_p 、角周波数 ω_c とする複素正弦波信号

$$i_a = i_p e^{j\omega t}$$

とし、 $\omega_c \gg \omega_m$ である場合を考える。 $\omega_c \gg \omega_m$ より、 ω_m をパラメータとして考え、式(4.19)を ω_c を角周波数とする複素記号法により表せば、

$$\begin{aligned} \dot{V}_{bb} &= j2\omega_c M_{ab} i_a + 2\omega_m \frac{dM_{ab}}{d\theta} i_a \\ &= 2i_a \left\{ \omega_m \frac{dM_{ab}}{d\theta} + j\omega_c M_{ab} \right\} \\ &= 2\omega_c M_{ab} i_a \left\{ \frac{\omega_m}{\omega_c} \frac{1}{M_{ab}} \frac{dM_{ab}}{d\theta} + j \right\} \dots\dots\dots (4.20) \end{aligned}$$

式(4.20)の実部は式(4.19)の第二項に対応し、虚部は同第一項に対応する。正弦波信号の周波数を1MHz、巻線間インダクタンスの変動幅を $100 \mu\text{H}$ の場合、モータの回転数が $100,000 \text{ min}^{-1}$ に上っても、実部の虚部に対する比はたかだか0.02程度である。このことから、式(4.20)の第二項を無視してよいことがわかる。

C相について考えると、 v_3 と v_6 の和を v_{cc} として、A相の差動モード電流に対する v_{cc} はB相の場合と同様に

$$v_{bb} = v_2 + v_5 = 0 \dots\dots\dots (4.21)$$

となる。

A相C相間の相互インダクタンスをA相B相間と同様に M_{ac} とする。

$$M_{ac} = M_{16} + M_{46} = M_{13} + M_{34}$$

A相の同相モード電流によって誘起されるC相電圧 v_{cc} は、 M_{ac} を用いて、

$$v_{cc} = v_3 + v_6 = 2M_{ac} \frac{di_a}{dt} + 2\omega_m \frac{dM_{ac}}{d\theta} i_a \dots\dots\dots (4.22)$$

となる。

ロータ突極と巻線との位置関係から、 M_{ac} と M_{ab} は機械角 θ に関して偶関数であり、

$$M_{ac}(\theta) = M_{ab}(-\theta) \dots\dots\dots (4.23)$$

が成り立つ。よって,

$$\frac{dM_{ac}(\theta)}{d\theta} = -\frac{dM_{ab}(-\theta)}{d\theta} \quad \dots\dots\dots (4.24)$$

である。式(4.23), 式(4.24)を用いれば, v_{cc} (式(4.22)) は

$$v_{cc} = 2M_{ab}(-\theta) \frac{di_a}{dt} - 2\omega_m \frac{dM_{ab}(-\theta)}{d\theta} i_a \quad \dots\dots\dots (4.25)$$

となる。

式(4.19)と, 式(4.25)においてそれぞれ第二項を無視すれば,

$$v_{bb} = v_2 + v_5 = 2M_{ab} \frac{di_a}{dt} \quad \dots\dots\dots (4.26)$$

$$v_{cc} = v_3 + v_6 = 2M_{ab}(-\theta) \frac{di_a}{dt} \quad \dots\dots\dots (4.27)$$

式(4.19)および式(4.25)はロータ角度 θ について対称であり, $\theta = 0$ の近傍において $\partial M_{ab}/\partial\theta \neq 0$ であれば, $\theta = 0$ の時のみに $v_{bb} = v_{cc}$ となる。この電圧関係を検出することにより, ロータがA相に整列する状態を検出できることがわかる。

〈4・1・3〉信号電流によるトルクについて

同相モードによって印加される信号電流によって発生するトルクについて考察する。同相モードによるインダクタンスを L_c とすると,

$$L_c(\theta) = \frac{1}{2}\{L(\theta) - M(\theta)\} \quad \dots\dots\dots (4.28)$$

となる。ここで $L(\theta)$ はトルクを生成している相の2つの巻線のインダクタンス(A相の場合, $L = L_1 = L_4$)である。 $M(\theta)$ はこれらの巻線間の相互インダクタンスである。同相モードによるトルクは, 同相モード電流を i_c とすると, 同相モードのインダクタンスと電流により発生するトルク T_c は,

$$T_c = \frac{1}{2} \frac{\partial L_c}{\partial \theta} i_c^2 \quad \dots\dots\dots (4.29)$$

となる。これに対して通常の駆動電流（差動モード）によるトルク T は駆動電流を i として、

$$T = \frac{1}{2} \frac{\partial L_d}{\partial \theta} i^2 \quad \dots\dots\dots (4.30)$$

ここで L_d は駆動相のインダクタンスであり、(4.31)式で表される。

$$L_d(\theta) = 2\{L(\theta) + M(\theta)\} \quad \dots\dots\dots (4.31)$$

同相モード電流によるトルクの駆動電流によるトルクに対する比は、式(4.29)と式(4.30)の比をとり、これを R とする。

$$R = \frac{\frac{1}{4} \frac{\partial L}{\partial \theta} - \frac{\partial M}{\partial \theta} \left(\frac{i_c}{i}\right)^2}{\frac{\partial L}{\partial \theta} + \frac{\partial M}{\partial \theta}} \quad \dots\dots\dots (4.32)$$

SRMでトルク生成をする場合は、 $\frac{\partial M}{\partial \theta} > 0$ の区間に電流を印加する。実際には起こらない状況であるが、仮に $\frac{\partial M}{\partial \theta} = 0$ 、すなわち同相巻線間の相互インダクタンスの回転角度依存性がないとすれば上式は最大となり、 R の値は

$$R \leq \frac{1}{4} \left(\frac{i_c}{i}\right)^2 \quad \dots\dots\dots (4.33)$$

となる。したがって、同相モードの電流が生成するトルクは差動モードの電流との比の二乗に1/4を乗じたものよりも小さいことがわかる。今回の提案手法を用いる場合、検出用信号として注入する信号電流としては数10mA程度で十分である。したがって、通常のSRM駆動では駆動トルクとロータ位置検出用 R は容易に

1/1000～1/1,000,000程度になる。また，ロータ位置検出用信号の周波数を十分高くとれば，機械系の周波数応答から考えて十分減衰されることが期待される。

4.2 整列状態の検出方法

図4.3は， M_{ab} および M_{ac} の実測例である。同図においては，A相の巻線である L_1 のインダクタンスはロータ角度 $\theta = 0$ で最大になり，ここでA相がロータ突極に整列しているのがわかる。この近傍で M_{ab} と M_{ac} の差は0に近づき，ロータがA相に整列した時に0となる。その後角度 θ が増加するにつれてこの差は増加する。したがって，同相モードでA相に何らかの信号電流を注入し，式(4.26)であらわされるB相誘起電圧と，式(4.27)であらわされるC相誘起電圧が等しくなる瞬間を検出できれば，A相とロータ突極の整列状態を検出できることがわかる。

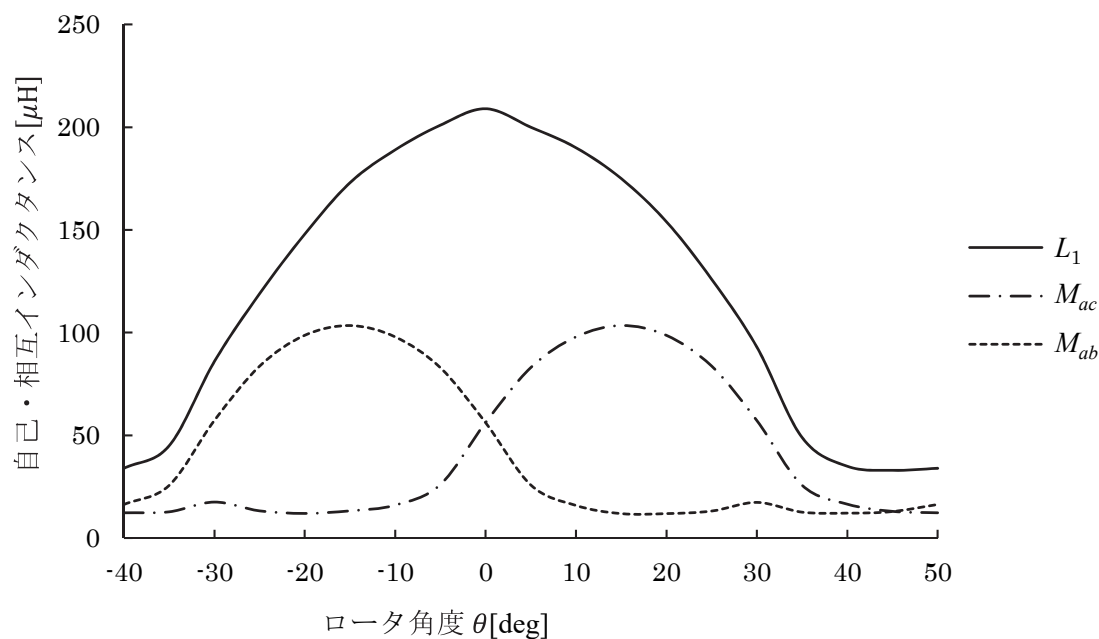


図 4.3 SRM の相互インダクタンスの例 (SRM2)

4.3 実装例

図4.4は、各相の巻線にロータ位置検出用信号を結合する回路である。 W_1 , W_2 はA, B, C相のうち、いずれかの相の2つの巻線を示している。OSCは高周波信号を発生する発振器、Vは電圧計である。当該相に駆動電流が供給されている期間にはこの回路を介して発振器を巻線に結合し、信号を巻線に注入する。当該相以外が駆動されている期間では、相互インダクタンスにより巻線に誘導される信号を電圧計に結合し、誘導電圧を検出する。SRMの巻線と発振器および電圧計を結合する回路部分をコモン・モード網（Common mode network, 以下CMN）と呼んでいる。SRMの各相の駆動回路への接続点および巻線の中点（例えばA相においては L_1 と L_4 の接続点）を引き出してCMNに接続する。同図では駆動用巻線 W_1 , W_2 にCMNを直接接続しているが、駆動用巻線に沿わせて信号用巻線を別途設置しても同様の機能を期待できる。ここでは新たな巻線設置の必要がない図4.4の構成において議論を進める。

図4.4において、 C_1 と C_2 は、駆動回路が巻線に印加する駆動電圧波形に含まれる低い周波数成分を阻止するためのコンデンサである。 T_2 は発振器による信号を駆動している相の巻線に同相モードで印加する。発振器によってモータの巻線に印加される電圧波形は、前項で述べたように、 W_1 と W_2 において同相モード電圧として直列に加算され互いに打ち消しあうため、駆動回路には影響を与えない。また、駆動されている相以外の2つの相において相互インダクタンスを介

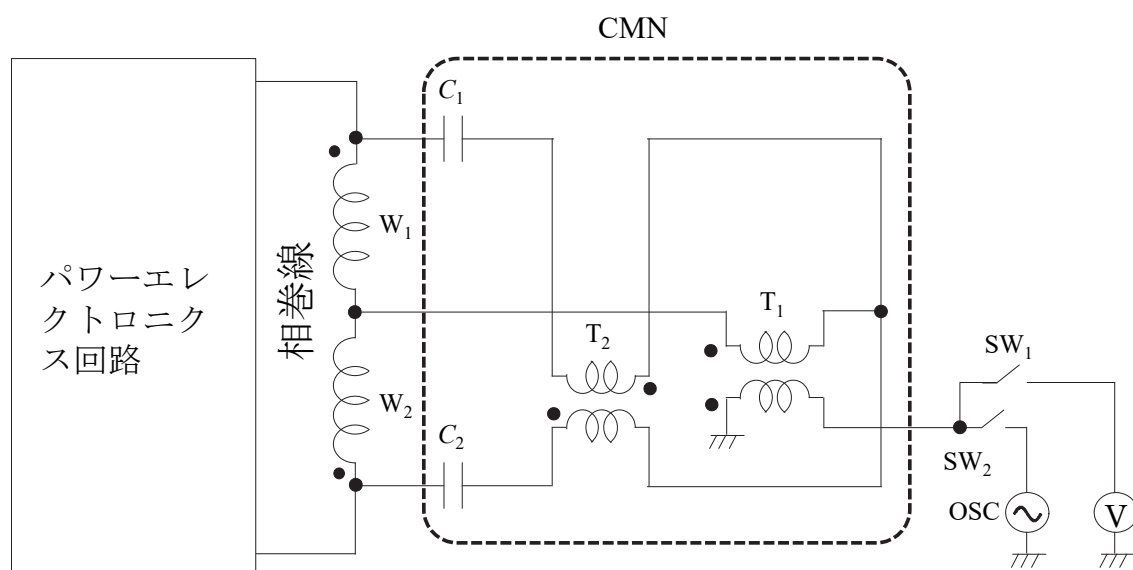


図 4.4 コモン・モード・ネットワーク(CMN)

して誘導される信号電圧を電圧計によって計測するとき、同相モードで誘導される信号電圧は計測されるが、駆動電圧によって誘導される電圧は差動モードで誘導されるので計測されない。このため、駆動回路の電圧波形と、発信器と電圧計間の信号波形の間の干渉が無い。

T_1 は信号電流の注入と受信を接地された回路で行うための絶縁トランスである。

図4.5は、本提案の実施方法の一例である。同図において、OSCは発信器、CTLは制御回路、DETは検波回路である。検波回路は一般的な包絡線検波や、プロダクト検波回路などの波形の振幅を検出できる手法を用いる。制御回路CTLはスイッチ群を操作して信号を注入するCMNを選択し、その他の相から検出される信号の振幅を調べることで転流のタイミングを検出し、パワーエレクトロニクス回路に伝える。

図4.6に、図4.5の回路相Aの整列状態を検出する場合を示した。今相Aは駆動のための電圧が印加され、相Aに接続されたCMNは発振器OSCに接続されているとする。そして相Bと相CのCMNは検波器に接続され、SRMの巻線間の相互インダクタンスを介して誘導された信号の振幅情報を包絡線検波などで検波することによって得ているとする。

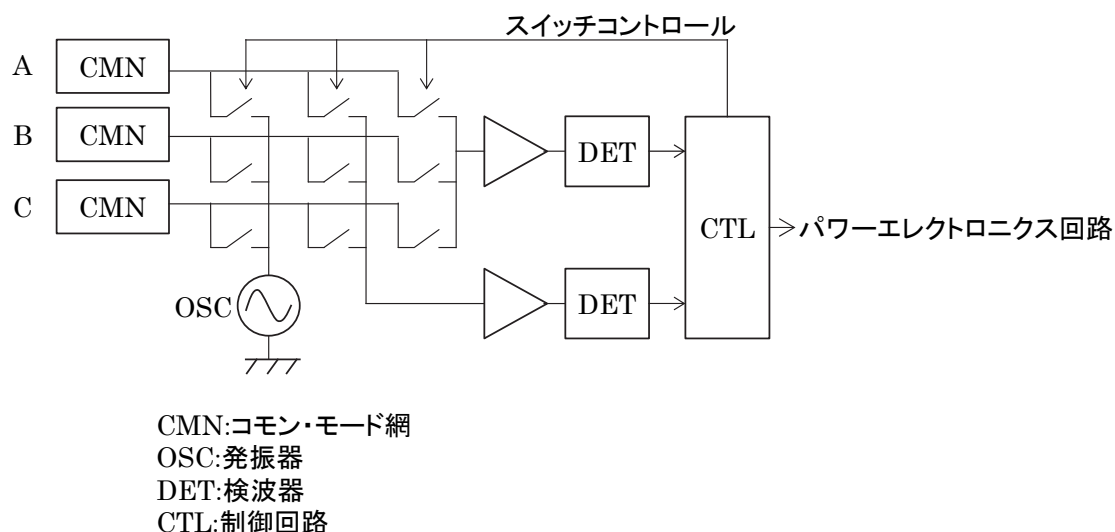


図 4.5 CMN を用いたロータ位置検出方法の実装例

同図において横軸はロータの回転角度 θ である。縦軸は相Aから相Bおよび相Aから相Cへの信号ゲインである。同図に示されたように、ロータの1つの突極対が相A突極と整列したときにこれらのゲインは等しくなる。このポイントを検出できれば、適切な時点で転流が可能になる。実際のSRMの運転では、駆動電流が消滅する時間が必要であるので、この整列時刻よりある程度早いタイミングで転流のためのスイッチングを行う必要がある。これはこれら2つのゲインを比較する電圧比較器（コンパレータ）にオフセット電圧を与えることで実現でき、容易な回路で実現できる。

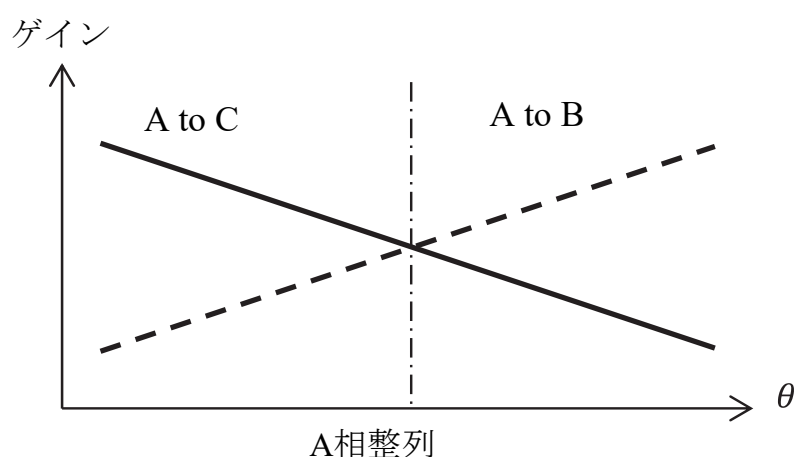


図 4.6 CMN を用いた場合の相間信号ゲイン

4.4 シミュレーション

〈4.4.1〉シミュレーション方法

電子回路シミュレータであるLTspice⁽⁵⁰⁾をシミュレーションに用いた。ロータの角度とともに変動する各巻線のインダクタンスと、相互インダクタンスをシミュレーションするために、図4.7に示す電圧制御型インダクタンス（以下VCL）を使った。関数型定電流源（Behavioral current source）B1は等価直列抵抗（ESR）として、B2はインダクタンスとして振舞う。

各個別巻線のインダクタンスを $L_n(\theta)$ ， $n = 1, 2, \dots, 6$ とし，巻線 i と巻線 j 間の相互インダクタンスを $M_{ij}(\theta)$ ，巻線 n の端子電圧を $v_n(t)$ とすれば，巻線 n の電流 $i_n(t)$ は式(4.34)で表される。

$$i_n(t) = \frac{1}{L_n(\theta)} \int v_n(t) dt - \frac{1}{L_n(\theta)} \sum_{k \neq n} M_{nk}(\theta) i_k(t) \dots\dots\dots (4.34)$$

ここで， $k = 1, 2, \dots, 6$ である。図4.7において，B1は流れる電流 I が次式で決定される抵抗として振舞う。

$$I = \frac{(V_{N1} - V_{N2})}{V_{VR}} \dots\dots\dots (4.35)$$

ここで， V_{N1} と V_{N2} はそれぞれノードN1の電位，ノードN2の電位であり， V_{VR} は抵抗値を設定する外部電圧である。ESRをこの電圧で制御する。

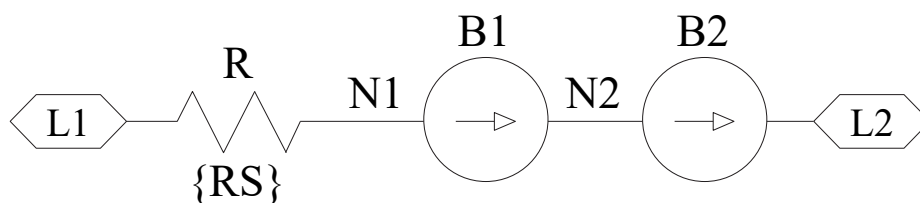


図 4.7 電圧制御型インダクタンス（VCL）

動的にB1によってESR値を変化させることもできるが、今回のシミュレーションでは抵抗値は一定値とした。B1に流れる電流値はシミュレーション中に他の関数型電圧源において変数として使用できるため、他の巻線への誘導電圧を計算するための電流値として用いた（式(4.34)の i_k ）。

B2の電流値は式(4.34)の $L_i(\theta)$ および $M_{ik}(\theta)$ を外部電圧で制御して決定している。

Rはシミュレーションを収束しやすくするための抵抗であり、微小な一定値を使った。

〈4・4・2〉自己インダクタンスと相互インダクタンスのシミュレーション

図4.8は磁気型センサレスのシミュレーションのブロックダイアグラムである。 v_n はVCLの自己インダクタンスを制御する電圧であり、式(4.34)における L_n に相当する。 v_{ji} は巻線間相互インダクタンスを制御する電圧で式(4.34)における M_{nk} に相当する。 v_n および v_{ji} は供試SRMの自己インダクタンスと相互インダクタンスを実測し、電気角の8倍高調波まで合成して制御用電圧発生回路を作成した。相互インダクタンスの数は

$${}_{15}C_2 = 15$$

である。相互インダクタンスの制御電圧 v_{ji} も自己インダクタンスの制御電圧 v_n と同様にして生成した。

各相巻線にはCMNが接続され、駆動用電源 V_p に接続されている相のCMNに発振器OSCの信号が接続され、他のCMNには乗算器に接続される。乗算器の出力はローパスフィルタを経て包絡線に比例した出力電圧（ v_{DA} , v_{DB} , v_{DC} ）を得ている。

〈4・4・3〉インダクタンス値

シミュレーションに用いた自己インダクタンスおよび相互インダクタンスの値は、実際のSRM（SRM2）を測定して得られた値をフーリエ級数展開し、8次高調波まで重ね合わせてシミュレーション中で使用した。

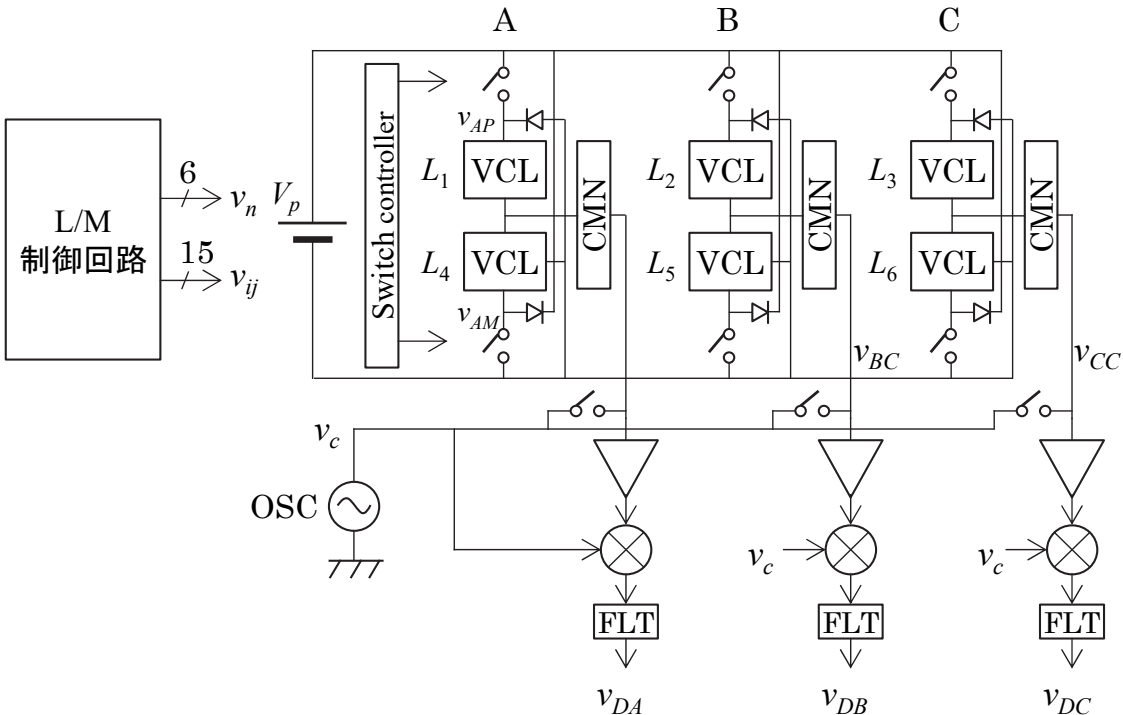


図 4.8 磁気型センサレスのシミュレーションのブロックダイアグラム

相互インダクタンスは巻線間の相対位置により3種類がある。ここではこれらを隣接巻線，遠隣巻線，および対向巻線とよぶ。それぞれについて説明する。なお，以下の説明では結合係数を説明に使用する。2つの巻線 L_i ， L_j の結合係数は定義より，

$$k_{ij} = \frac{M_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}} \dots \dots \dots (4.36)$$

である。

(1)隣接巻線間の結合係数

隣接巻線は着目している巻線のすぐ隣の巻線のことである。図4.9に、巻線 L_1 から見た隣接巻線間の結合係数の実測値例（上図）としてSRM2の k_{12} の絶対値および巻線の位置関係（下図）に示す。なお、グラフは結合係数の絶対値で示したが、磁束の結合方向と巻線の磁束と電流の関係（図4.1）から、結合係数は負になる。なお、 k_{16} はSRMが軸に対して対称に設計されていれば、 k_{12} と同じ関数形

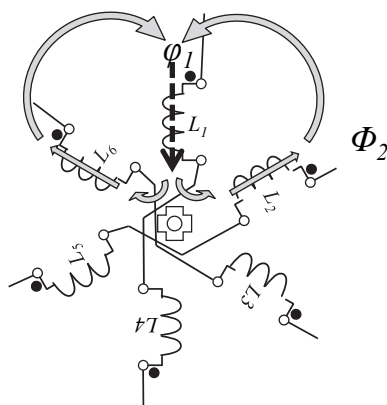
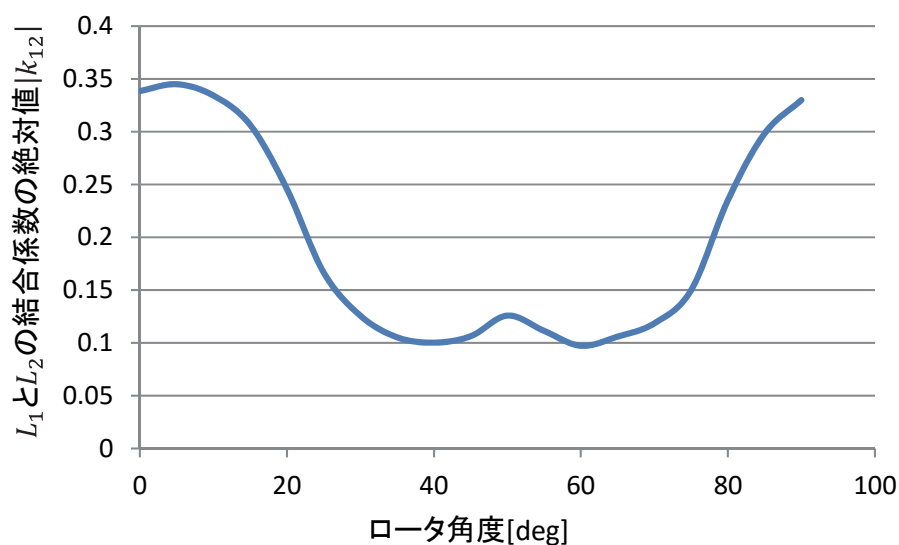


図 4.9 隣接巻線間の結合係数 k_{12} の絶対値 (SRM2)

をしており、ロータ角度において 120° 進んでいる。なお、以下の結合係数の測定にはキーサイトテクノロジー社U1731C 100Hz/120Hz/1kHzハンドヘルドLCRメータを用いた。測定周波数は1kHzである。

(2) 遠隣巻線の結合係数

遠隣巻線は着目している巻線から隣の巻線を越えた巻線、あるいは対向している巻線の隣接巻線への結合係数である。図4.9に L_1 から見たときの遠隣巻線への結合係数の実測例としてSRM2の k_{15} （上図）と、巻線の位置関係（下図）に示す。結合係数は負号をとる。 k_{14} はSRMが軸に対して対称に設計されていれば、 k_{15} と同じ関数形をしており、ロータ角度において 120° 進んでいる。

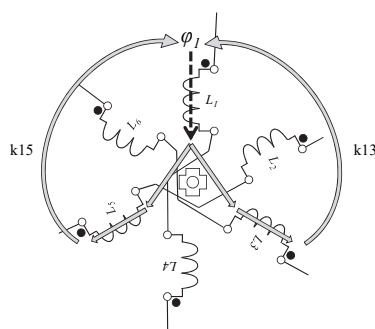
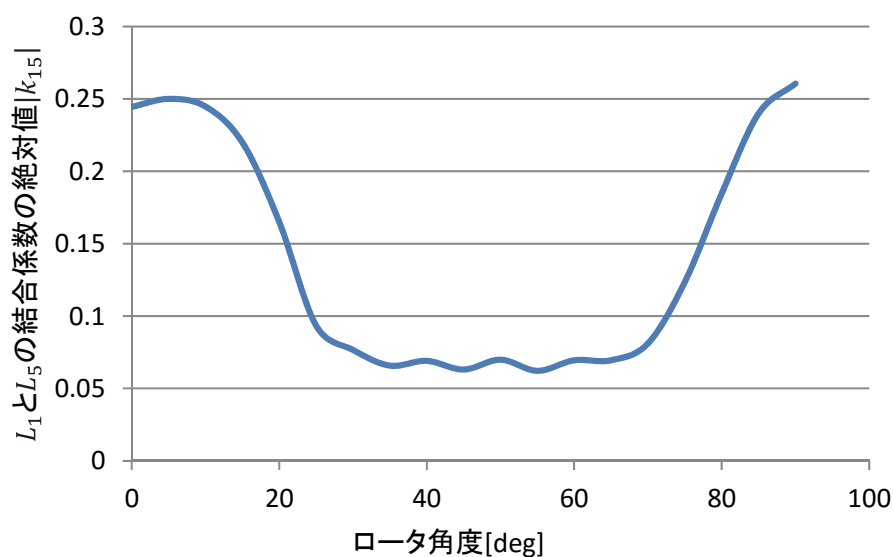


図 4.10 遠隣巻線間の結合係数 k_{15} の絶対値 (SRM2)

(3) 対向巻線間の結合係数

対向巻線は着目している巻線からロータ軸に関して対称となる巻線，あるいは同一相巻線への結合係数である。図4.10に L_1 から見たときの対向巻線への結合係数の実測例として k_{14} （上図）と，巻線の位置関係（下図）に示す。結合係数は負号をとる。

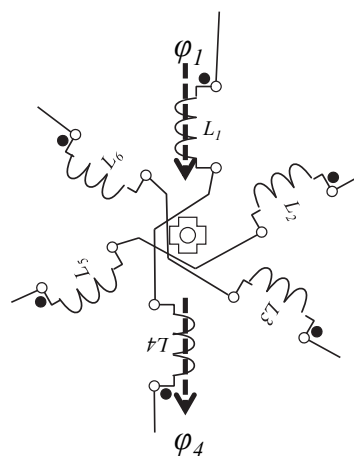
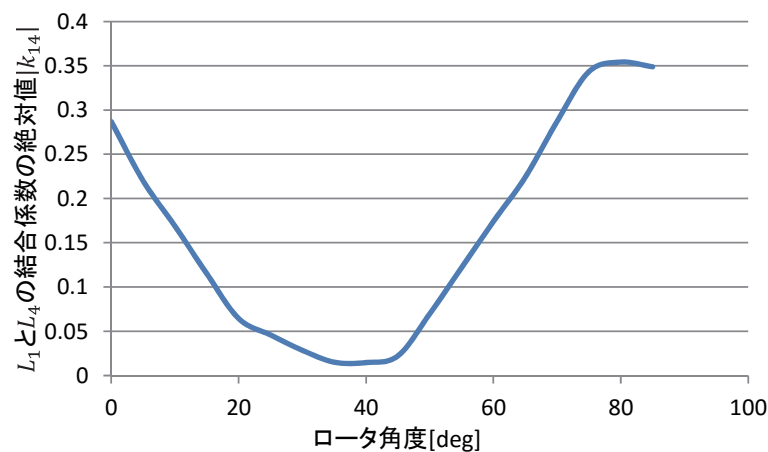


図 4.11 対向巻線の結合係数 k_{14} の絶対値 (SRM2)

〈4.4.4〉発振器と検波回路のシミュレーション

図4.12にシミュレーションに用いた角度検出用信号発振器，プロダクト検波器，および信号波形以外のロータ回転に起因する低周波ノイズを除去するためのハイパスフィルタを示す。ハイパスフィルタとプロダクト検波器は相Aのものだけを示した。ロータ回転に伴い，SRMの磁気回路非対称性による回転数周波数領域のノイズが発生するので，これを除去するためにハイパスフィルタを用いた。

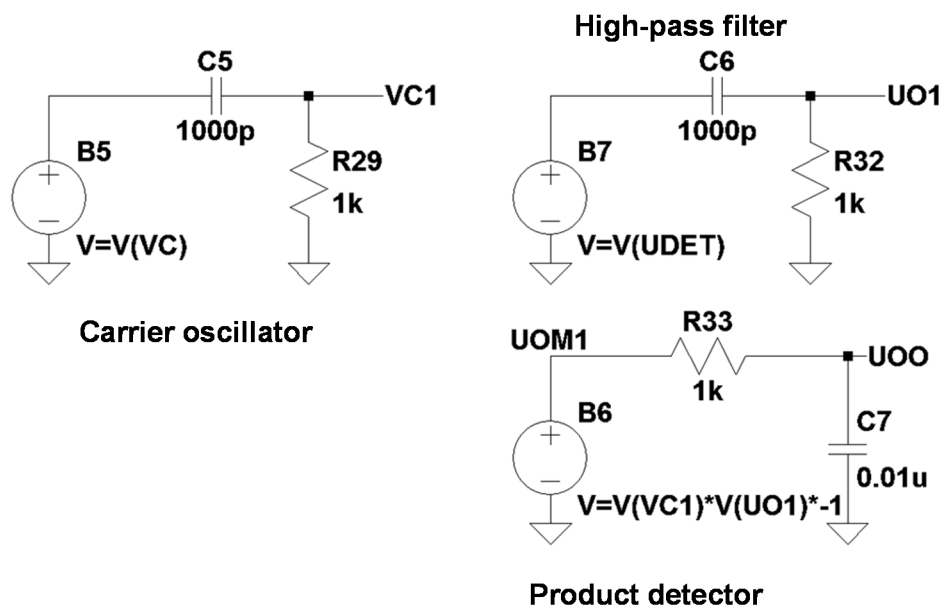


図 4.12 角度検出用発振器，ハイパスフィルタおよびプロダクト検波器

〈4・4・5〉CMN回路

図4.13にシミュレーションに用いたCMN回路を示す。同図において， L_1 と L_2 端子は相巻線の両側端子に接続され，LM端子は相巻線の midpoint に接続される。同図の抵抗は損失の挿入によりシミュレーションの収束を改善するために使われており，CMNの基本動作には直接関係していない。

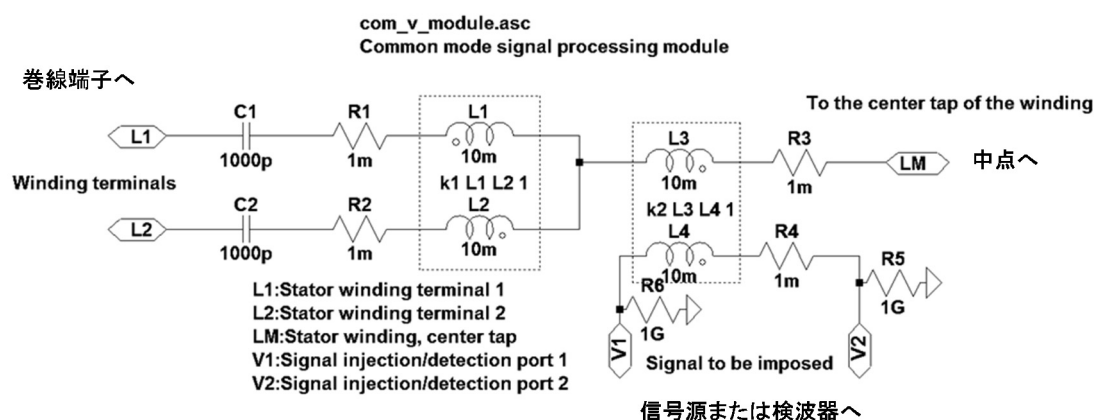


図 4.13 シミュレーションに用いた CMN 回路

〈4・4・6〉シミュレーション結果

VCLを用いてSRMの6巻線を構成し、図4.8に示した構成でシミュレーションを実行した。

(1) ロータ整列タイミングの検出 ロータがA相に整列する前後をシミュレーションした結果を説明する。ロータの回転速度は $2,000 \text{ min}^{-1}$ である。

シミュレーションにおいては、ロータは一定の角速度で回転しており、スイッチによって駆動電源 V_p が適切な相に切り替えられる。駆動電源が接続された相のCMNに発振器 (OSC) の出力 v_c が接続される。 v_c の周波数は1 MHz, 振幅は2 V_{pp} である。受信側のCMNの出力は発振器の波形と掛け算され、フィルタ (FLT) で包絡線成分であるモータ回転周波数成分のみが取り出される。駆動電流の還流のためのダイオードは簡単のため、図中では省略した。

図4.14は、A相の駆動電流波形 i_A (同図上) と、A相に印加された v_c をB相で受信し検波された波形 v_{DB} と、C相で受信し検波された波形 v_{DC} のシミュレーション結果(同図下)である。 v_{DB} と v_{DC} が同一電圧になる時刻が、A相が整列する時刻 (i_A が尖頭電圧に達する時刻) と同期し、ほぼ同時刻になっている。このように駆動電流が流れている相に高周波電流を注入し、他相で検出し検波された電圧を比較すれば、被駆動相が整列するタイミングを検出できることがわかる。実際の応用では、A相が整列するより以前に電流を消滅させるが、図4.14のシミュレーションでは、A相が整列したときにA相電流 i_A を減少に転じている。これは次に述べる、整列状態検出において駆動電源が検出電圧に一番影響を及ぼす状態をシ

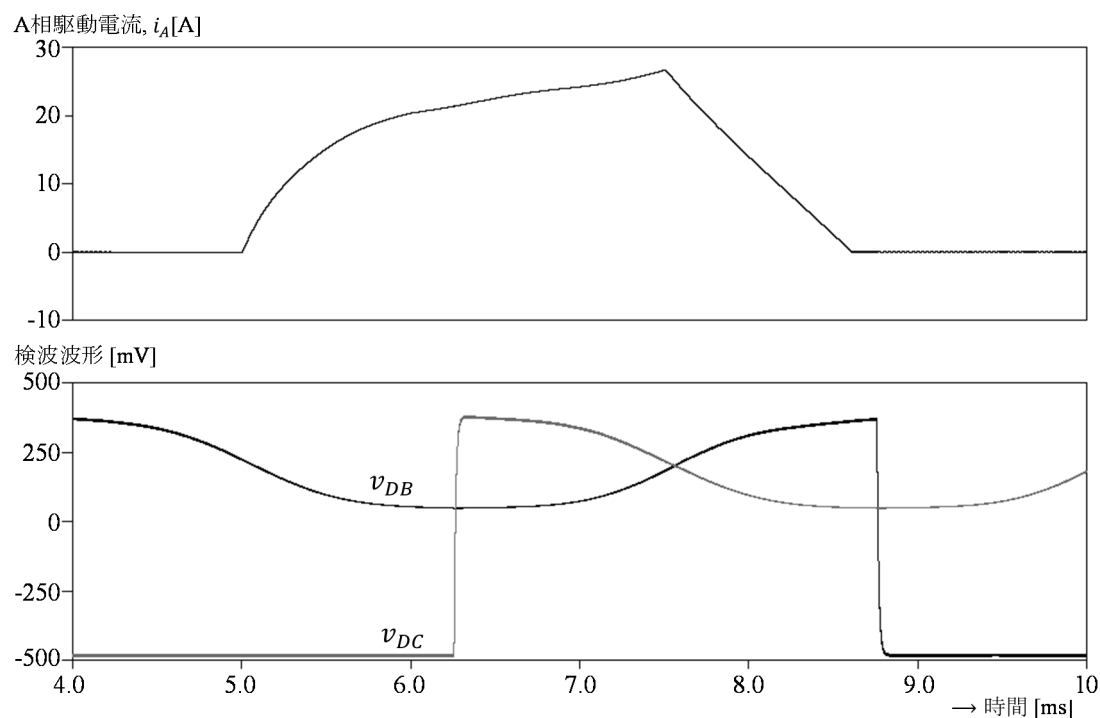


図 4.14 駆動電流と検波波形

ミュレーションするためである。

(2) 駆動電源電圧の抑圧効果 図4.15は、A相が整列し、駆動電圧印加が終了し、正側電圧 v_{AP} と負側の電圧 v_{AM} が反転するところでCMNの出力波形を見たところである。 v_{BC} がB相CMN出力、 v_{CC} がC相CMN出力である。SRMとCMNの差動電圧抑圧効果により、A相電圧は $20V_{pp}$ の電圧変化があるが、CMN出力にはほとんど影響がない。C相検出電圧 v_{CC} に100mV程度の平均値の変動が見られる程度である。このことから、40dB以上の抑圧効果があることがわかる。

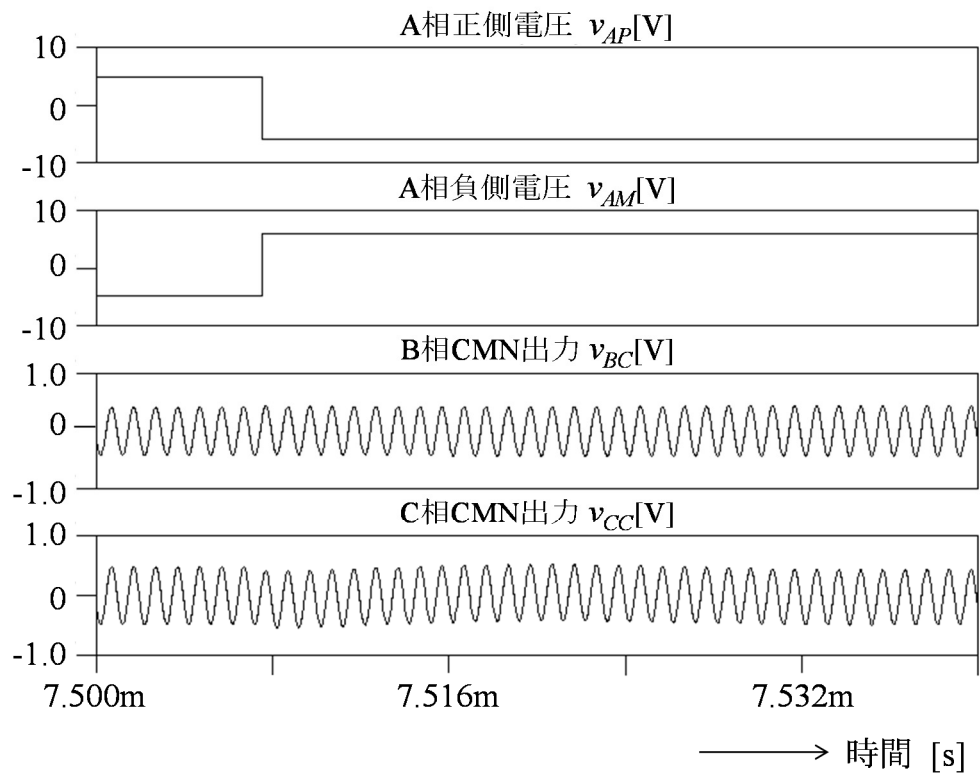


図 4.15 A 相転流時の信号波形への影響

〈4・4・7〉停止状態のロータ位置検出

図4.16はロータが停止している状態でロータ位置が検出できるかどうかを検討するために、信号注入相をパラメータとし、シャフト回転角度を電気角で1回転させたときの同相モード信号の実測結果である。同図(a)は実測結果のグラフである。表4.1は、ロータ角度によって検出される信号の検波波形の大小関係を表している。便宜的に検出される信号を α と β とした。これは大小関係がわかればよいので、信号を検出する2つの相のどちらを α 、 β としてもよい。Xは検出できない微小な差である場合を示す。0は、 α が β に比較して大きく、1はその逆の場合を示している。上の図で、○印は、信号を励振している相が整列状態にあること

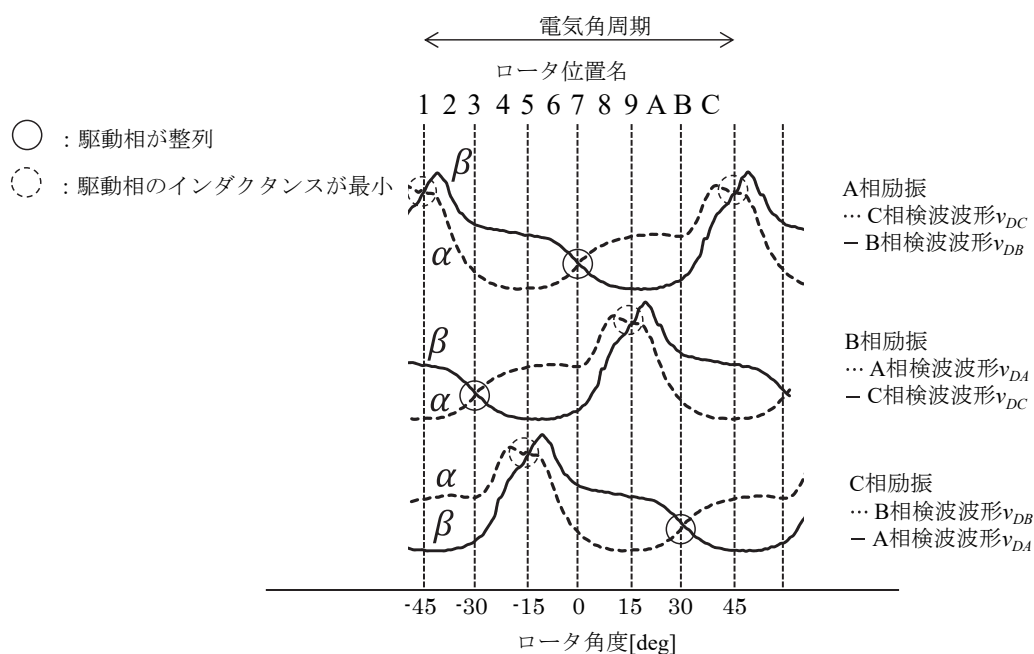


図 4.16 検波波形の静止角度位置による検波電圧波形

表 4.1 静止状態におけるロータ位置検出

X:実線 \cong 破線, 1: 実線 $>$ 破線, 0:実線 $<$ 破線

ロータ位置名	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C
ロータ電気角[deg]	-45		-30		-15		0		15		30	
A相信号励振	X	1	1	1	1	1	X	0	0	0	0	0
B相信号励振	0	0	0	0	X	1	1	1	1	1	X	0
C相信号励振	1	1	X	0	0	0	0	0	X	1	1	1
回転のために励振する相	C	C	A	A	A	A	B	B	B	B	C	C

を示している。点線の○印は検出される信号がほぼ同じ振幅であることを示し、整列状態から電気角 180° であることを示す。

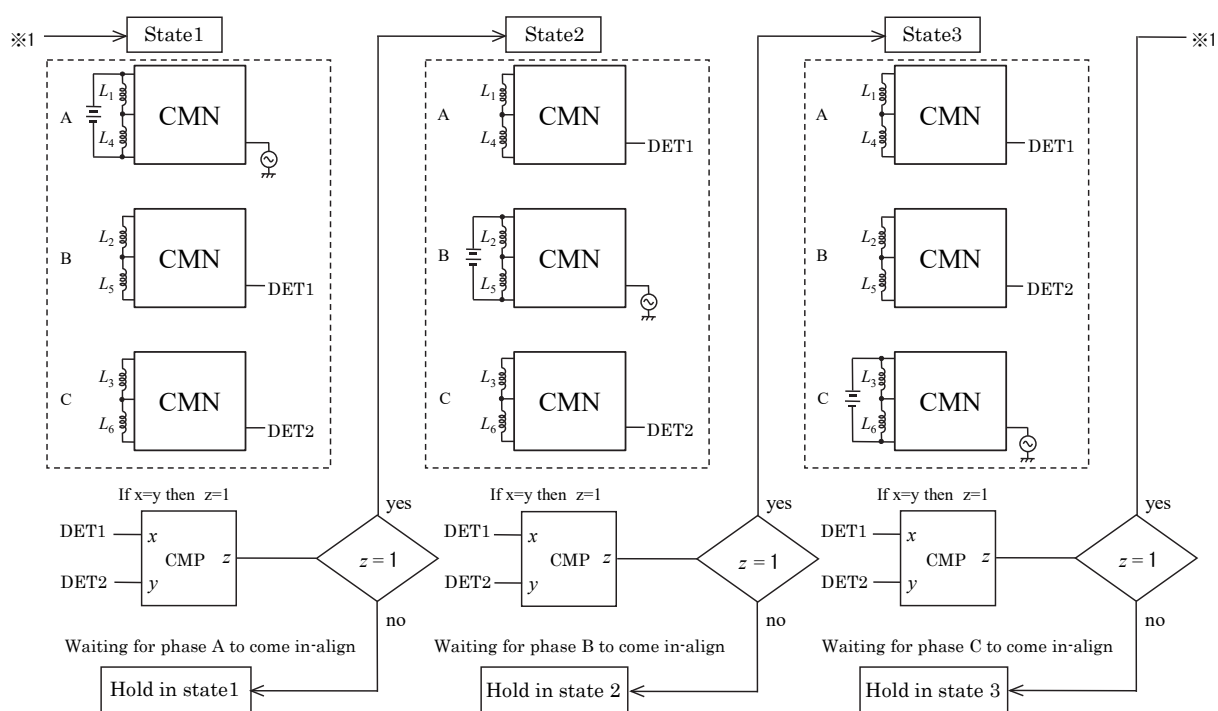
今、どの相を信号で励振しても、検出信号が検出可能な振幅電圧差を持っているとする。このとき、ロータ位置名では2, 4, 6, 8, A, Cの場合である。これらの検出電位差の状態(0, 1の組み合わせ)はすべて異なっている。したがってロータが停止していても、信号励振相を変えて検出された信号の大小関係を調べれば、 60° ごとにどの角度の範囲にロータの位置があるのかを知ることができる。

次に、検出された2つの信号の振幅がほぼ等しく、大小関係を検出できない場合(ロータ位置名で1, 3, 5, 7, 9, Bの状態)を考えてみる。実際の回路設計では、コンパレータの入力オフセット電圧特性がこの検出限界を決めることが多い。今、A相を信号励振相として選んだとし、信号振幅差が検出できない場合を調べると、状態1と7である。このとき、B励振に切り替えて信号の大小を調べ、結果が0であれば状態1であり、結果が1であれば状態7であることがわかる。同様にC相を信号で励振してもロータ位置を調べることができる(信号の大小の結果はB相信号励振と逆になる)。どちらか検出が容易な方で実施すればよい。また、検出される信号の振幅の関数形を制御回路が記憶しておくことで、検出信号角度の分解能をさらに小さくすることも可能である。

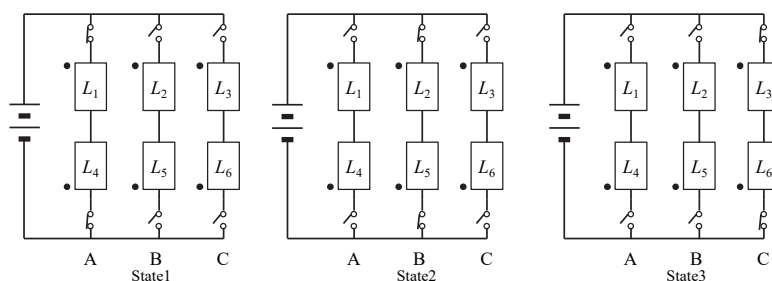
以上のロータ停止状態における検討から、磁気型センサレスロータ位置検出方法によって、ロータが停止状態であっても少なくとも電気角 60° ごとにどの領域にロータが停止しているのを検出できることがわかる。

4.5 実験回路

磁気型センサレスロータ位置検出方法によってSRMのロータ位置検出を行い、電力素子を制御する回路を試作した。試作回路のモータの巻線に対する励磁と高周波信号の注入・検出の関係を図4.17に示す。図中、点線で囲まれた部分は、巻線に対する励磁と高周波信号の注入回路、そして注入した高周波信号を検出する回路から構成されている。検出された高周波信号は図中DET1, DET2と記した。駆動用電力が供給されている相以外からDET1とDET2を得る。比較器CMP



(a) State change diagram of the test setup.



(b) Commutating chart of the test setup.

図 4.17 磁気型センサレスロータ位置検出法による SRM ドライブ試作回路

は、モータ巻線によって検出された誘起電圧の振幅の大きさが一致したかどうかを判定するための信号振幅比較回路である。検波回路は簡単のため図中では省略されている。以下に説明する状態1、状態2、および状態3における駆動用電源、信号源の接続状態を図4.17(a)に示した。同図(b)にはそれぞれの状態における駆動用電源のパワーデバイスの状態をスイッチ記号で示した。

状態1では、A相が励磁され、また、高周波が注入されている。B相およびC相は巻線に誘起された高周波信号を検出している。この状態のとき、ロータが回転

してB相，C相に誘起される高周波信号の振幅が一致したとき，次の状態2に遷移する。

状態2では，B相が励磁され，高周波が注入されている。A相およびC相は巻線に誘起された高周波信号を検出している。この状態において，ロータが回転してA相，C相に誘起される高周波信号の振幅が一致したとき，次の状態3に遷移する。

状態3では，C相が励磁され，また，高周波が注入されている。A相およびB相は巻線に誘起された高周波信号を検出している。この状態のとき，ロータが回転してA相，B相に誘起される高周波信号の振幅が一致したとき，次の状態1に遷移する。このように3つの状態間を遷移して駆動が行われる。この遷移が行われるタイミングに励磁相の切り替えタイミングが同期する。高周波信号は $1V_{pp}$ の正弦波信号を用いた。

図4.18は実験に用いたSRMの写真である。左からSRM本体，トルク計，負荷装置である。また，当該SRMの諸元を表4.2に示す。ここではこのSRMをSRM3と呼ぶことにする。

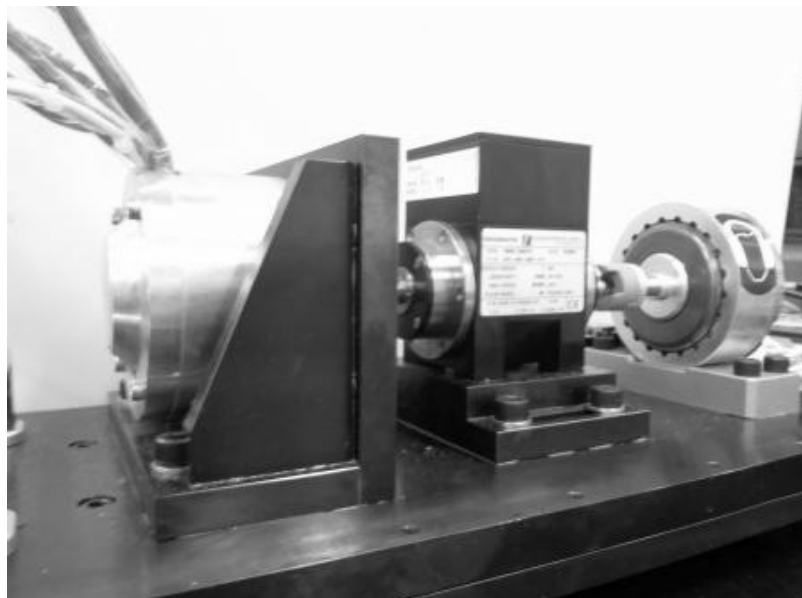


図 4.18 実験に用いた SRM (SRM3)

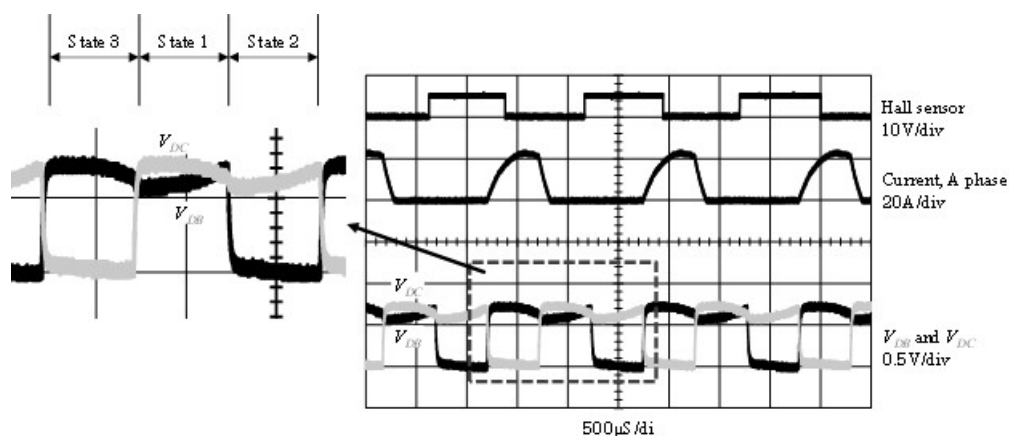
表 4.2 実験に用いた SRM の諸元 (SRM3)

諸元	値	単位
ロータ極数/ステータスロット数	6/4	
定格電力	1.5	kW
平均相インダクタンス	15	μH
相巻線抵抗	2	$\text{m}\Omega$

4.6 駆動回路実験結果

〈4・6・1〉動作波形

図4.19は無負荷における回転数 $10,000 \text{ min}^{-1}$ における動作波形である。上からロータ位置のモニタ用に取り付けられたホールセンサの出力波形, A相電流, 重ねて表示したB相検波波形 v_{DB} , C相検波波形 v_{DC} である。拡大した波形(同図左)に状態1, 2, 3を付記した。ホールセンサは1回転あたり4周期のパルスを生成し

図 4.19 $10,000 \text{ min}^{-1}$ における実測波形 (SRM3)

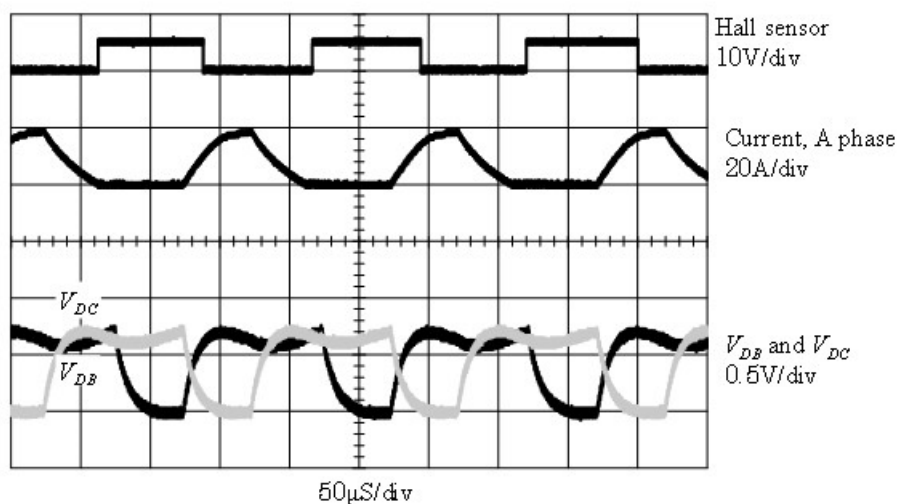


図 4.20 100,000min⁻¹における実測波形 (SRM3)

ている。

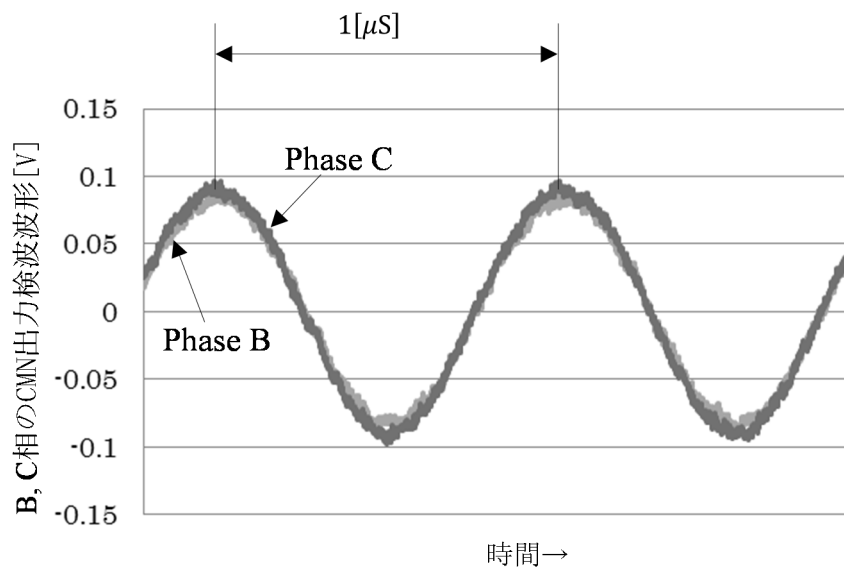
実験では電流位相の遅れを補償するために進角制御を行っている。このため、図4.19では状態1が終了した時点ですでにA相電流が消滅している。

図4.20は同じく無負荷において100,000 min⁻¹としたときの波形である。回転数の制御はオシロスコープでホールセンサの波形を監視し、所定の回転数を得るようにDCレール電圧を調整することにより行った。

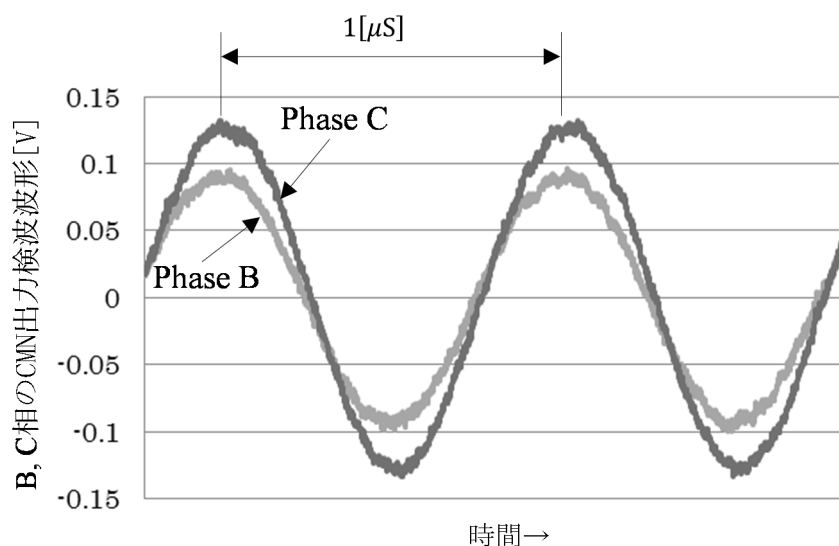
転流のタイミングを調整することにより、無負荷状態において100,000 min⁻¹以上の回転速度を得ることができた。

〈4・6・2〉CMN検出波形

図4.21はロータ角度 $\theta = 80^\circ$ のときのCMNの検出波形（同図(a)）と、 $\theta = 77^\circ$ のときの波形である。 $\theta = 80^\circ$ では検出波形がほぼ重なっており、図4.6で示したA相の整列状態であることがわかる。同図(b)からわかるように、整列状態から 3° ずれるだけで検出波形の振幅差は30%ほどになり、整列状態周辺における検出感度は非常に高い。実用に十分な感度を持っているといえる。



(a) $\theta=80^\circ$ における B 相, C 相の CMN 出力波形 単位[V]



(b) $\theta=77^\circ$ における B 相, C 相の CMN 出力波形 単位[V]

図 4.21 A 相で信号励振した場合の B 相 C 相の CMN の検出波形 (SRM3)

〈4・6・3〉駆動回路電圧とロータ位置検出用回路電圧の非干渉性の評価

本提案の特徴である，駆動電圧・電流とロータ位置検出用回路信号の非干渉性を評価するため，A相・B相間の差動電圧と同相電圧の伝達関数を実測した。評価に用いたSRMの諸元を表4.3に示す。このSRMをSRM4と呼ぶことにする。

表 4.3 実験に用いた SRM の諸元 (SRM4)

諸元	値
ロータ極数/スロット数	4/6
ステータ外形 (直径)	100mm
ロータ直径	75mm
ロータ長	60mm
差動インダクタンス (L1-L4)	54-196mH

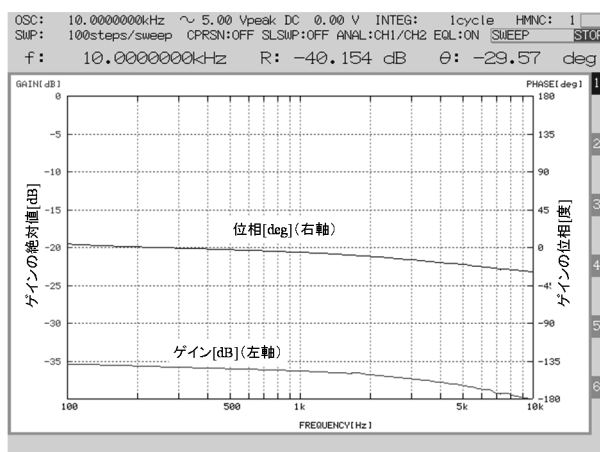
図4.22は，SRM4を用いてA相とB相間の伝達特性を計測したものである。同図(a)はA相に差動モードで信号を印加し，B相において同相モードで信号を受信したときの入出力間のゲインと位相である。これは駆動電圧波形と，ロータ位置検出用信号間の非干渉性を示すものである。ここで，ゲインと位相はそれぞれ，

$$\text{ゲイン}(f) = 20 \log_{10} \frac{|\dot{V}_2|}{|\dot{V}_1|}$$

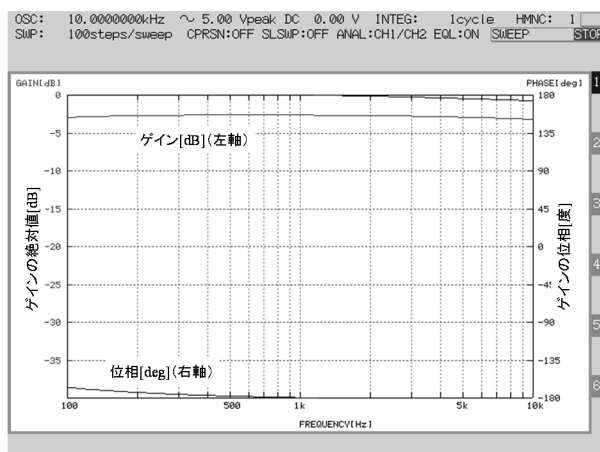
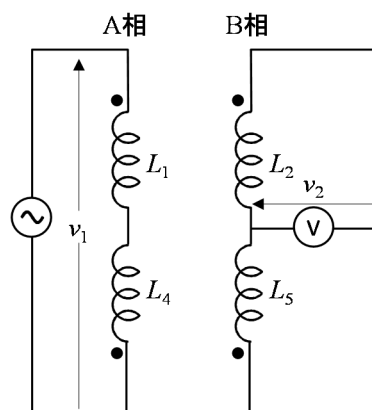
$$\text{位相}(f) = \angle V_2 - \angle \dot{V}_1$$

である。ここで $\angle \dot{V}_1$ ， $\angle V_2$ はそれぞれ入力信号 v_1 と受信信号 v_2 の記号法による複素表示である。ゲインが小さいほど（ゲインの逆数であるアイソレーションが大きいほど），駆動電圧波形とロータ位置検出用信号波形の間の非干渉性が高いことを示している。

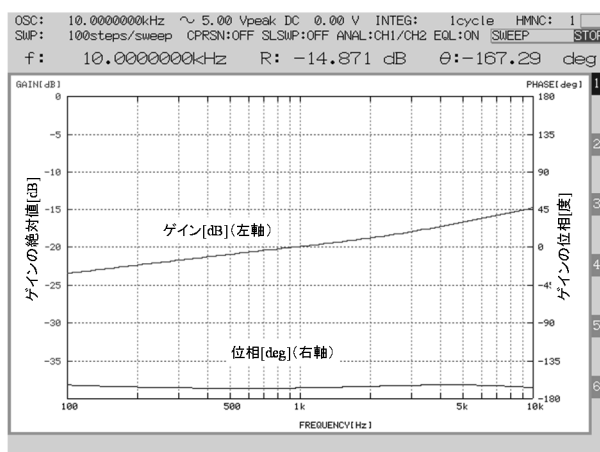
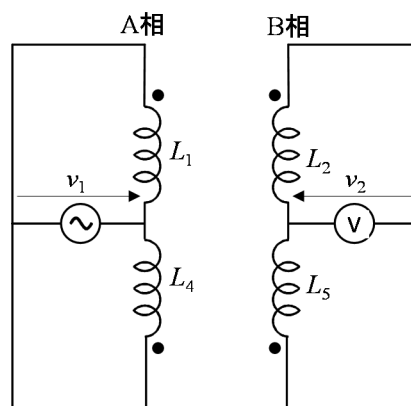
測定には株式会社エヌエフ回路設計ブロックFRA5097周波数特性分析器を用いた。信号電圧振幅は5Vpkである。信号受信側の入力抵抗Rは同測定器の仕様より，1MΩである。



(a) 差動→同相 伝達特性 (アイソレーション特性)



(b) 同相→同相 伝達特性 (ロータ位置検出信号伝達特性)



(c) 差動→差動 伝達特性

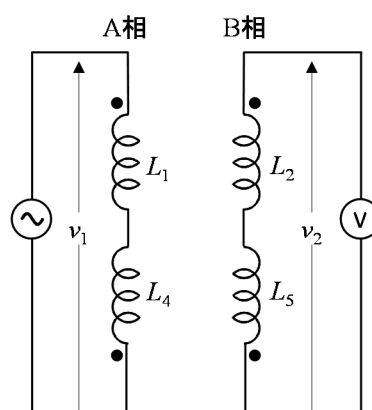


図 4.22 A 相 B 相間の伝達特性 (SRM4)

測定結果から、100Hzから10kHzにわたり、約35dBから40dBのアイソレーションが確保されていることがわかる。このことから、SRMをトランスとして見た場合に、その対称性から良好な非干渉性が得られることがわかる。駆動回路の電圧振幅が100V程度あったとしても、SRMの対称性により、電圧検出回路に現れる駆動電圧の影響は1V程度となる。また、実際にはCMNを介して信号源および電圧検出回路に接続されるため、CMNの差動モードに対するインピーダンスによりさらに減衰が得られる。このため、通常のアナログ回路において十分扱える電圧となる。アナログ回路が飽和せずに動作可能であれば、その後の検波回路も動作可能であるため、大きな駆動回路電圧を用いることがあっても動作可能である。

同図(b)は同相電圧波形同士の伝達特性を測定したものである。これは、ロータ位置検出用信号の相間伝達特性を表すものである。ゲインは-4~-3dBが得られている。

同図(c)は差動モード同士の伝達特性である。参考までに示したものである。

図4.23にSRM4の写真を示す。軸受をもつ側板をはずし、ロータとステータの突極が見えるようにして撮影したものである。供試SRMはその巻線インダクタンスの値から、数10kHzで共振状態になるため、評価は10kHz以下でおこなった。なお、駆動実験で用いたSRM3の共振周波数は数MHzであることを確認している。



図 4.23 SRM4 のロータとステータの写真

〈4・6・4〉CMNの伝達特性の評価

前節ではSRM自体の駆動電圧・電流とロータ位置検出用回路信号間の非干渉性として、差動電圧→同相電圧の伝達特性（抑圧効果）を評価した。SRMに接続されるCMNも同様な抑圧効果がある。本節ではCMN自体の差動電圧入力（駆動電圧波形）に対する伝達特性と、同相電圧入力（ロータ位置検出用信号）に対する伝達特性を評価した。

図4.24は評価に用いたCMNの回路図である。図4.17に示したSRMドライブ試作回路で用いたものと同じ型番のトランスを用いてCMNを構成した。T₁、T₂に用いたトランス（村田製作所78601/9C）の諸元を表4.4に示す。コンデンサC₁、

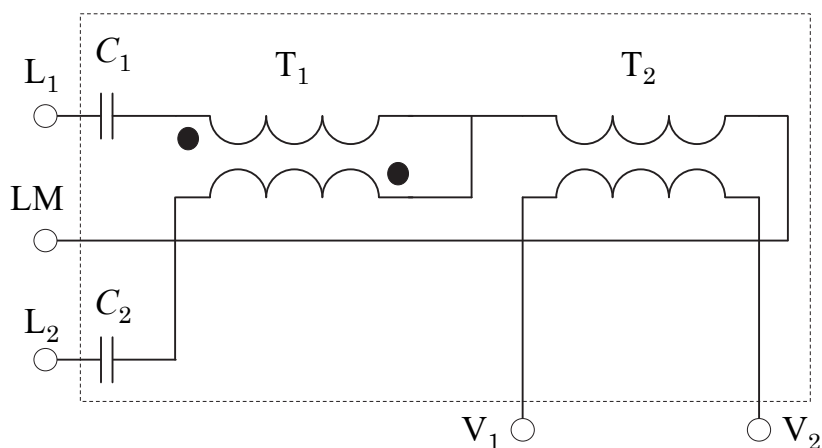


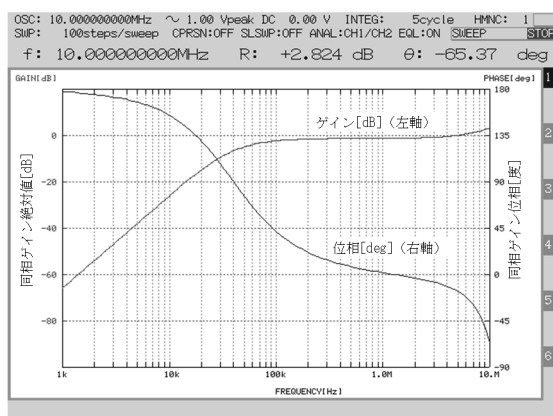
図 4.24 伝達特性を評価した CMN の回路図

表 4.4 T₁, T₂（村田製作所 78601/9C）の諸元

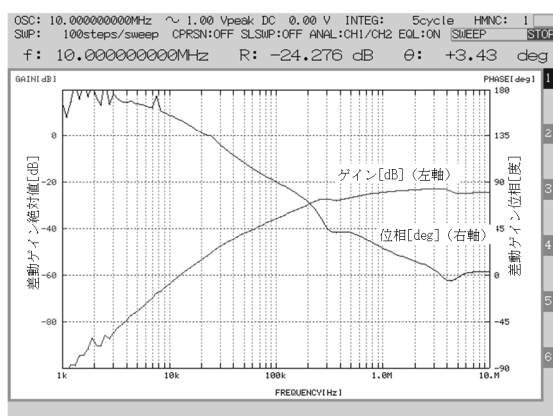
特性値	値
巻線自己インダクタンス	10 mH(最小)
漏れインダクタンス	0.86 μ H(標準)
巻線間容量	121 pF(標準)

C₂も図4.17と同じ1,000pFの積層セラミックコンデンサを用いた。

図4.25(a),(b)は、それぞれCMNの同相電圧入力に対する伝達特性と、差動電圧に対する伝達特性を測定した接続図と測定結果である。伝達特性の測定には、株式会社エヌエフ回路設計ブロックFRA5097周波数特性分析器を用いた。信号電圧振幅は1V_{pk}である。負荷抵抗として受信回路の入力インピーダンスとして実現しやすい値である1k Ω 抵抗を用いた。なお、FRA5097の測定端子の入力イン



(a)同相モード伝達特性測定結果



(b)差動モード伝達特性測定結果

図 4.25 CMN の同相モードと差動モード伝達特性測定結果

ピーダンスは $1\text{M}\Omega$ であるため、ほぼこの $1\text{k}\Omega$ が被測定回路（CMN）の負荷抵抗となる。図4.25(a),(b)において、約 100kHz から 10MHz では、同相モード入力に対してほぼ減衰がない（同図(a)左）のに対し、差動モード入力に対しては 20dB 以上の減衰がある（同図(b)左）。したがって、CMN単独で 20dB 以上の減衰が得られることがわかる。全節で示したように、SRM自体で数 10dB の抑圧効果が得られるため、CMNと組み合わせれば、同相信号は差動信号に比して 40dB 以上の抑圧効果を期待できることがわかる。仮に駆動電圧が 100Vpk-pk の振幅を持っていたとしても、この差動電圧抑圧効果によりロータ位置検出用信号検出回路においては 1Vpk 以下の電圧振幅となり、電子回路が飽和せずに動作できる電圧値となる。

4.7 まとめ

本章では磁気型センサレスロータ位置検出方法を提案し、SRMの巻線の自己インダクタンスと相互インダクタンスの実測データを使って回路シミュレータにより提案方法の有効性を検証した。同提案方法による実機での実験を実施し、実際にSRMを回転させることに成功したことを報告した。また、CMNの実測波形を示し、この手法がロータ位置に対して十分な感度を持つことを示した。

この手法には以下の特徴がある。

- (1) モータとパワー回路間に相数分のCMN用中間タップ用配線を付加し、CMN部分を電子回路部分に設置すれば、モータ部分に電子部品を設置する必要がない。したがって高温環境でもモータを動作させることができる。
- (2) 巻線電流の影響を受けないため、複雑な演算やフィルタの設計の必要がない。

本手法は、車両のように磁極位置センサを設置することが困難な用途において実応用に適すると考えられる。

第5章 結言

本論文では、SRMの高温使用可能という特性を活かすためのセンサレスロータ位置検出方法の提案と評価について述べた。

第3章ではステータとロータの突極間の静電容量（突極間静電容量）を検出する静電型センサレスロータ位置検出方法を提案した。通常のモータの構成においては、ステータ・ロータ間は電氣的に接続されているために突極間静電容量は計測できない。トロイダルコアをステータ側に実装することでこれが可能になることを示した。SRMのトルク生成のための磁束、電界とそれぞれが直交する回路で突極間静電容量を計測するため、駆動電圧・電流との非干渉性が得られる方式である。直列共振周波数近くで計測することで検出感度を向上し、実用的な検出感度を得られることを示した。また、静電容量計測をできるだけ容易にするために共振周波数を下げる必要がある場合を考慮し、このためにステータ側へのコンデンサを追加する方法の提案を行った。静電容量検出量の回転数依存性をあらかじめ知っておけば、整列状態だけでなく、連続的な角度検出も可能である。

第4章で提案した磁気型センサレスロータ位置検出方法は、コモンモードネットワーク（CMN）を用いてSRMの磁氣的な対称性を活用することにより、駆動電圧・電流と非干渉でロータ位置検出用信号の注入・検出を行う手法である。

この提案においても、検出量の回転数依存性をあらかじめ知っておけば、整列状態だけでなく、連続的な角度検出が可能である。

これらの提案方式を用いれば、ロータ位置検出用デバイスを使用せずとも、ロータの整列位置検出が可能である。また、駆動電圧、電流と非干渉でロータ位置計測信号を扱うことができるため、これまでに提案されたセンサレスロータ位置検出方法に比べて、フィルタの設計やロータ位置推測のためのアルゴリズム設計が必要ない。したがって、航空宇宙分野など、SRMの高温環境での応用を可能にするために貢献するものである。

提案した静電型センサレスロータ位置検出方法においては、実際のモータに使われる積層鋼板内部の損失の周波数特性を議論していない。また、磁気型センサレスロータ位置検出方法においてはロータおよびステータにおける磁気飽和現象の影響を論じていない。これらについてはこれからの課題とし、実測、評価を進める予定である。

謝辞

本研究を進めるにあたり、終始懇切なる御指導を賜った、電気通信大学大学院教授植野真臣先生に謝意を表します。

貴重なコメントをいただき、お忙しい中審査いただきました審査委員の先生方、大須賀 昭彦 先生、栗原先生、田中 健次先生、末廣 尚士先生、工藤 俊亮先生、百目鬼 英雄先生に御礼申し上げます。

静岡理工科大学教授高橋久先生には電動機関連の記述内容についてご指導をいただきました。御礼申し上げます。

また、本研究を行うにあたり、実験機材の提供とディスカッションをして下さいましたシンフォニアテクノロジー株式会社開発本部長河村博年様、開発本部商品開発部担当部長村田裕彦様をはじめ、関係各位に謝意を表します。

参考文献

- (1) R. Krishnan : “Switched Reluctance Motor Drives : Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications”, CRC Press, (2001)
- (2) 見城 尚志 : 「SRモータ」, 日刊工業新聞社 (2012)
- (3) Radun, A. V. : “High power density switched reluctance motor drive for aerospace applications”, Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE pp.568-573 (1989)
- (4) Jack, A. G., Mecrow, B. C., and Haylock, J. A. : “A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault-tolerant applications”, IEEE Transactions of Industry Applications, Vol.32, Issue 4, pp.889-895 (1996)
- (5) Elbuluk, M. E., and Kankam, M. D. : “Potential starter/generator technologies for future aerospace applications”, Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE, Vol. 12, Issue 5, pp.24-31 (1997)
- (6) Krishnan, R., Blanding, D., Bhanot, A., Staley, A. M., and Lobo, N. S. : “High reliability SRM drive system for aerospace applications”, Industrial Electronics Society 2003. IECON'03, The 29th Annual Conference of the IEEE, Vol. 2, pp.1110-1115 (2003)
- (7) Naayagi, R. T., and Kamaraj, V. : “Shape optimization of switched reluctance machine for aerospace applications”, Industrial Electronics Society, 2005 Annual Conference of IEEE, 6-10 Nov. 2005 (2005)

-
- (8) Schramm, A., and Gerling, D. : “Researches on the suitability of switched reluctance machines and permanent magnet machines for specific aerospace applications demanding fault tolerance”, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2006, pp.56-60 (2006)
 - (9) Ravichandran, M. H., Achari, V. S., Joseph, C. C., and Devasahayam, R. “A simplified design methodology for switched reluctance motor using analytical and finite element method”, Power Electronics, Drives and Energy Systems 2006, PEDES'06 International Conference, pp.1-4 IEEE. (2006)
 - (10) Chen, Z., Wang, H., and Yan, Y. : “A doubly salient starter/generator with two-section twisted-rotor structure for potential future aerospace application”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Issue 9, pp.3588-3595 (2012).
 - (11) Michael T. DiRenzo : "Developing an SRM Drive System Using the TMS320F240", APPLICATION REPORT: SPRA420 (1998) Husain, and Ehsani, M. : "Rotor position sensing in switched reluctance motor drives by measuring mutually induced voltages", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, Issue 3, pp.665 - 672 (1994)
 - (12) P. Laurent, B. Multon, E. Hoang, and M. Gabsi : "Sensorless position measurement based on PWM eddy current variation for switched reluctant machine", 1995 European Conference on Power Electronics and Applications, pp.264-257 (1995)
 - (13) Bin-Yen Ma, Tian-Hua Liu, Ching-Guo Chen, Tsen-Jui Shen, and Wu-Shiung Feng : "Design and implementation of a sensorless switched reluctance drive system", Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions, Vol.34, Issue:4, p.1193 - 1207 (1998)
 - (14) A. Brosse and G. Henneberger : "Different models of the SRM in state space format for the sensorless control using a Kalman filter", 1998. Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, pp.269-274 (1998)
 - (15) Mohammad S. Islam and M. N. Anwar : "A sensorless wide-speed range SRM drive with optimally designed critical rotor angles", Industry Applications Conference, 08-12 Oct 2000, Conference Record of the 2000 IEEE, Vol.3, p.1730 - 1737 (2000)
 - (16) Islam, M.S. and Husain, I. : "Self-tuning of sensorless switched reluctance motor drives with online parameter identification", Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, Vol.3, pp.1738 - 1744 (2000)
 - (17) Tian-Hua Liu, Ming-Tsan Lin, Ching-Guo Chen, and Chih-An Tai : "Implementation of a Position Control System of a Sensorless Synchronous

- Reluctance Drive", IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, Vol.1, pp.514-519 (2002)
- (18) Mohammad S. Islam, Iqbal Husain, Robert J. Veillette and Celal Batur : "Design and Performance Analysis of Sliding-Mode Observers for Sensorless Operation of Switched Reluctance Motors", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol.11, No.3, pp.383-289 (2003)
 - (19) X. D. XUE, K. W. E. CHENG and S. L. HO : "Sensorless Control Scheme for Continuously Estimating Rotor Position and Speed of Switched Reluctance Motor Drives Based on Two-Dimensional Least Squares", 2004 1st International Conference on Power Electronics Systems and Applications Proceedings, pp.183-187 (2004)
 - (20) Hongwei Gao, Farzad Rajaei Salmasi, and Mehrdad Ehsani : "Inductance Model-Based Senseless Control of the Switched Reluctance Motor Drive at Low Speed", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.19, Issue 6, pp.1568 - 1573 (2004)
 - (21) G. Bhuvaneswari, Thakurta Sarit Guha, P. Srinivasa Rao, and S.S. Murthy : "Modeling of a switched reluctance motor in sensorless and "with sensor" modes", J Power Electron, Vol.6 , No.4, pp. 315–321 (2006)
 - (22) M. Divandari, A. Koochaki, M. Jazaeri, and H. Rastegar : "A Novel Sensorless SRM Drive via Hybrid Observer of Current Sliding Mode and Flux linkage", Electric Machines & Drives Conference, 3-5 May 2007, IEEE International, Vol.1, pp.3-5 (2007)
 - (23) A. Komatsuzaki, I. Miki : "A Position Sensorless Control Method for SRM Based on Variation of Phase Inductance", The transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan. D, A publication of Industry Applications Society Vol.127, No.9, pp.1023-1029 (2007)
 小松崎 晃義・三木 一郎：「自己インダクタンスの変化を利用したSRMの位置センサレス制御」，電気学会論文誌.D,産業応用部門，Vol.127，No.9，pp.1023-1029 (2007)
 - (24) Geon-Il Kang, Hyong-Yeol Yang, Seung-Hak Yang, and Young-Cheol Lim : "Sensorless Drive Method SRMs in Hysteresis Current Control", The International Conference on Electrical Engineering (2008)
 - (25) M. Divandari, R. Brazamini, A. Dadpour, and M. Jazaeri : "A Novel Dynamic Observer and Torque Ripple Minimization via Fuzzy Logic for SRM Drives", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Seoul Olympic Parktel, Seoul, Korea July 5-8, (2009)

-
- (26) Estanislao Echenique, Juan Dixon, Roberto Cárdenas, and Ruben Peña : “Sensorless Control for a Switched Reluctance Wind Generator, Based on Current Slopes and Neural Networks”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.56, Issue 3, pp. 817 - 825 (2009)
 - (27) Hyong-Yeol Yang, Duck-Shick Shin, and Young-Cheol Lim : “Sensorless Control of a Single-Phase Switched Reluctance Motor Using Residual Flux”, Journal of Power Electronics, Vol. 9, No. 6, pp.911-918 (2009)
 - (28) Loria, A., Espinosa-Perez, G., and Chumacero, E. : “Exponential Stabilization of Switched-Reluctance Motors Via Speed-Sensorless Feedback”, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 22, Issue 3, 18th Jul. 2013 (2013)
 - (29) R. Hrbac, T. Mlcak, V. Kolar, and J. Necas : “Estimation of On-Fly Phase Resistance of on 8/6 Switched Reluctance Motor for Sensorless Control”, ELEKTRONIKA IR ELEKTROTECHNIKA, ISSN 1392–1215, Vol. 20, No.5, pp.15-20 (2014)
 - (30) Ma, Q. Q., Liang, W. H., and Ferreira, F. J. T. E., and Bi, D. Q. : “Improved flux linkage method for position sensorless control of high-speed SRM”, 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp.783-788 (2014)
 - (31) Islam, M.S. and Husain, I. : “Design of GT-FLC Speed Controller and Position Sensorless Control using ANN for 8/6 SRM”, IECON '99 Proceedings of The 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vol. 3, pp.1127-1132 (1999)
 - (32) Ooi, H.S. and Green, T.C. : "Sensorless switched reluctance motor drive with torque ripple minimization", 2000 Power Electronics Specialists Conference 2000, Vol.3, pp.1538-1543 (2000)
 - (33) T. Kosaka, Y. Nabeya, K. Ohyama, and N. Matui : “Position Sensorless Drive of SRM Mounted on Hydraulic Pump Unit”, The transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan. D, A publication of Industry Applications Society, Vol.123, No. 2, pp.105-111 (2003)
小坂 卓・鍋矢 善也・大山 和伸・松井 信行 : 「油圧ポンプユニット搭載SRMの位置センサレス駆動」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, Vol.123, No. 2, pp.105-111 (2003)
 - (34) Luis Oscar A. P. Hendriques, Luis G. B. Rolim, Walter I. Suemitsu, and P. J. Costa Branco : "Development and implementation of a neuro-fuzzy technique for position sensor elimination in a SRM", 2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 4-7 May 2004, Vol.1, p.465 - 470 (2004)

-
- (35) Somsiri, P., Wipasuramonton, P., Tungpimonrut, K., and Aree, P.: "Artificial intelligence-based rotor position estimation for a 6/4 pole switched reluctance machine from phase inductance", 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp.494-500 (2007)
 - (36) V. Vasan Prabhu and V. Rajini : "Design of GT-FLC Speed Controller and Position Sensorless Control using ANN for 8/6 SRM", International Journal of Electrical Engineering, Vol.5, No.4 , pp. 475-488 (2012)
 - (37) N. Prabhu Ram and L.Sheela : "Sensorless Control of Switched Reluctance Machine Based On ANFIS at Wide Speed", International Conference on Computing and Control Engineering (ICCCE 2012) (2012)
 - (38) Zhong, R., Wang, Y. B., and, Xu, Y. Z. : "Position sensorless control of switched reluctance motors based on improved neural network", Electric Power Applications, IET Vol. 6 , Issue 2, Feb. 2012 (2012)
 - (39) Laurent, P., Gabsi, M., and Multon, B. : "Sensorless rotor position analysis using resonant method for switched reluctance motor", 1993 Industry Applications Society Annual Meeting, vol.1, pp.687 - 694 (1993)
 - (40) Ehsani, M., Husain, I., Mahajan, and Ramani, K.R. : "New modulation encoding techniques for indirect rotor position sensing in switched reluctance motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, Issue 1, pp.85 - 91 (1994)
 - (41) H. J. Guo, M. Takahashi, T. Watanabe, and O. Ichinokura : "A New Sensorless Drive Method of Switched Reluctance Motors Based on Motor's Magnetic Characteristics", IEEE Transactions on magnetics, Vol. 37, No. 4, pp.2831-2833 (2001)
 - (42) Chi, H.-P., Liang, T.J, Chu, C.L., Chen, J.F., Chang, M.T. : "Improved Mutual Voltage Technique of Indirect Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motor", Power Electronics Specialists Conference 2002, IEEE 33rd Annual, Vol.1, pp.271 - 275 (2002)
 - (43) H. Y. Yang, J. S. Song, J. G. Kim, Y. C. Lim, and Y. G. Jung : "A new position sensing method for switched reluctance motor drives using search coils", Proceedings of the ICEE, Kowloon, Hong Kong, July 6-10, 2003, pp.A125 (2003)
 - (44) E. Afjei, O. Hashemipour, M. M. Nezamabadi, and M. A. Saati : "A self-tunable sensorless method for rotor position detection in switched reluctance motor drives", Iranian Journal of Science & Technology, Transaction B, Engineering, Vol.31, No.B3, pp.317-328 (2007)
 - (45) A. Komatsuzaki, T. Banda, and I. Miki : "Estimation of Rotor Position in a 3-Phase SRM at Standstill and Low speeds", The transactions of the Institute of Electrical

Engineers of Japan. D, A publication of Industry Applications Society, Vol.129, No.3, pp.311-318 (2009)

小松崎 晃義・番場 辰徳・三木 一郎：「停止および低速領域における3相SRMの回転子位置推定法」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, Vol.129, No.3, pp.311-318 (2009)

- (46) Pasquesoone, G., Mikail, R. ; Husain, I. : “Position Estimation at Starting and Lower Speed in Three-Phase Switched Reluctance Machines Using Pulse Injection and Two Thresholds”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 47, Issue 4, pp. 1724 - 1731 (2011)
- (47) Wang, C., Deng, Z., Cai, J., and Hu, R. : “Indirect position estimation method for switched reluctance motor using searching windings”, Electrical Machines and Systems (ICEMS) 2014 17th International Conference, pp.3553-3557 (2014)
- (48) Cai, Jun, and Zhiquan Deng : “An approach to selecting the optimal sensing coil configuration structure for switched reluctance motor rotor position measurement”, Review of Scientific Instruments 86.2: 025002 (2015)
- (49) 国立天文台 : “理科年表”, 平成27年”, 2014年11月 (2014)
- (50) Linear Technology Corporation : “LTSPICE IV”,
<http://www.linear.com/designtools/software/#LTspice>
- (51) Kenji Yamamoto, Hisashi Takahashi, Nobumasa Ushiro, and Koki Shirasawa: "Symmetrical signaling system for sensor-less SRM drive", Proceedings of The 2014 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA, pp.3106-3110(2014)

関連論文の印刷公表の方法及び時期

査読付き論文（本学位申請論文関連論文）

山本 健司・高橋 久・後 伸昌・白沢 幸希・植野 真臣：「駆動電流の影響を受けないSRMのセンサレスロータ位置検出法」, 電気学会産業応用部門誌 (D), Vol. 135, No. 5, pp.521-530(2015)

国際会議

Kenji Yamamoto, Hisashi Takahashi, Nobumasa Ushiro, and Koki Shirasawa: "Symmetrical signaling system for sensor-less SRM drive", Proceedings of The 2014 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA, pp.3106-3110(2014)

特許

特願2013-211405, 「モータ制御装置及びロータ位置検出装置」, 高橋 久, 山本 健司, 河村 博年, 村田 裕彦, 後 伸昌, 白沢 幸希

著者略歴

山本 健司 （やまもと けんじ）

1956年12月30日 長野県生まれ

【学歴】

1980年3月 芝浦工業大学電子工学科卒業
1980年3月 上智大学大学院修士課程電気・電子専攻入学
1982年4月 上智大学大学院修士課程電気・電子専攻卒業
2006年4月～2010年3月
独立行政法人職業能力開発総合大学校
電気システム工学科研究生入学
（課題：パワーエレクトロニクスとモータ制御）
2009年4月 電気通信大学大学院情報システム学研究科
社会知能情報学専攻博士後期課程入学（在学中）

【職歴】

1982年4月 横河ヒューレット・パッカード株式会社入社
1995年6月 日本ヒューレット・パッカード株式会社（日本HP）
（社名変更により）
1999年11月 アジレント・テクノロジー株式会社
（日本HPが日本HP社アジレント・テクノロジーに分社した）
2004年8月 アジレント・テクノロジー・インターナショナル株式会社
（所属部署の半導体部品開発センタがグループ内で同社に移籍するのに伴って）
2005年12月 アバゴ・テクノロジー株式会社
（半導体部門がアジレント・テクノロジー・インターナショナル株式会社から売却され、独立会社が設立されるのに伴い、同社に移籍）

2009年4月 アバゴ・テクノロジー株式会社退社
 2010年4月 静岡理工科大学理工学部電気電子工学科および大学院講師

【社会貢献】

2000年4月～2004年 JEITA（日本電子情報技術産業協会）赤外線通信
 標準化委員会委主査
 2012年4月～現在 公益財団法人 浜松地域イノベーション推進機構
 パワーエレクトロニクス事業化研究会ソフトウ
 ェア分科会会長

【国際会議発表】

- Chen Hong-Lei, Kenji Yamamoto, and Yuji Minamitani: "Introduction of an optical isolator design for narrow band power line modems and feasibility study for broad band power line modems", Seventh International Symposium on Power-Line Communication and Its Applications, Kyoto, Japan, pp.73-78(2003)
- Kenji Yamamoto and Hisashi Takahashi: "A Method for Wide Bandgap Power Device Gate Signaling in HEV or EV with Serialized Data Transmission", Proceedings of the 2010 Academic Forum between China Jiliang University and Shizuoka Institute of Science and Technology, pp.34-39(2010)
- Kenji Yamamoto and Hisashi Takahashi: "High speed data transmission designs for vehicles", 2012 International Forum on Advanced Research in Applied Sciences, National Kaohsiung University, Metal Industries Research and Development Centre, and Shizuoka Institute of Science and Technology(2012)
- Kenji Yamamoto and Hisashi Takahashi: "A novel control method for preventing a bicycle with a heavily loaded front basket", 2012 International Forum on Advanced Research in Applied Sciences, National Kaohsiung University, Metal Industries Research and Development Centre, and Shizuoka Institute of Science and Technology(2012)
- Kenji Yamamoto, Hisashi Takahashi, Nobumasa Ushiro, and Koki Shirasawa: "Symmetrical signaling system for sensor-less SRM drive", Proceedings of The 2014 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA, pp.3106-3110(2014)

【学会等発表】

- 山本 健司・高橋 久：「HEV,EV用インバータシステムのシリアル通信化ゲートドライブの一手法」，2010年電気学会産業応用部門大会(2010)
- 手塚 庸介・高橋 久・山本 健司：「自転車のフロントバスケットに重量物を積載したときのふらつき防止の一手法」，電気学会研究会資料. RM, 回転機研究会 2011(43), 79-84, 2011-08-04(2011)
- Kenji Yamamoto and Hisashi Takahashi: "Wobble-prevented Bicycle Basket", 平成24年電気学会産業応用部門大会(JIASC2012)(2012)
- Kenji Yamamoto, Yoshiro Hakamata, and Hisashi Takahashi: "Isolated LVDS data transmission line for vehicles", 平成24年電気学会産業応用部門大会(JIASC2012)(2012)
- 山本 健司・高橋 久：「正確な路面反力情報を運転者に伝達するEPSシステム」，2014年電気学会全国大会，平成26年3月(2014)
- 鈴木 聡伸・山本 健司：「LEDスイッチング方式を用いた長寿命・高効率オフライン照明回路」，2014年電気学会全国大会，平成26年3月(2014)
- 山本 健司・高橋 久：「差動電圧によるゲートドライブ回路への給電方法の一手法」，電気学会回転機リニアドライブ家電・民生合同研究会，2014年8月7日(2014)
- 岡井 建太・山本 健司・高橋 久：「電界結合方式を利用したサービスロボット用非接触給電方式に関する研究」，電気学会回転機リニアドライブ家電・民生合同研究会，2014年8月7日(2014)
- 大井 孝文・山本 健司・高橋 久：「トルクセンサを用いないボールナット式EPSの制御手法」，電気学会回転機リニアドライブ家電・民生合同研究会，2014年8月7日(2014)
- 大石 恭平・佐野 真和・山本 健司・高橋 久：「SRモータのセンサレスロータ位置検出の一手法」，2014年電気学会東海支部若手セミナー大学院生発表会及び研究交流会，中部大学名古屋キャンパス，平成24年12月5日(2014)
- 山本 健司：「LEDスイッチング方式におけるLEDシャント回路の一手法 ～共振回路中点電圧増倍法による給電手法～」，2014年照明学会全国大会(2014)
- 大石 恭平・山本 健司・高橋 久：「SRMのロータ位置検出のためのインダクタンス測定の一手法」，平成27年 電気学会全国大会，4-033, 12C-C2(2015)
- 佐野 真和・山本 健司・高橋 久：「並列接続型SRMのロータ位置検出の一手法」，平成27年 電気学会全国大会，4-035, 12C-C2(2015)
- 山口 涼右・山本 健司：「絶縁素子を使用しないLED スwitchング方式照明回路の一手法」，平成27年 電気学会全国大会，3-018, 12B-C3 (2015)

-
- 岡井 建太・高木 力也・高橋 久・山本 健司：「サービスロボット用非接触デュアル結合システムおよび蓄電システムの検討」，平成27年電気学会回転機リニアドライブ・家電・民生合同研究会，2015年8月7日(2015)
 - 梶川 伸也・高橋 久・山本 健司：「トルクセンサを用いない自転車のふらつき抑制制御手法の検討」，平成27年電気学会回転機リニアドライブ・家電・民生合同研究会，2015年8月7日(2015)
 - 板羽 嶺・夏山 直都・高橋 久・山本健司：「SRモータの巻線インダクタンス情報を用いた高効率駆動法の検討」，平成27年電気学会回転機リニアドライブ・家電・民生合同研究会，2015年8月7日(2015)
 - 山本 健司・高橋 久・植野真臣：「突極間静電容量検出によるSRMのセンサレスロータ位置検出法」，平成27年電気学会回転機リニアドライブ・家電・民生合同研究会，2015年8月7日(2015)
 - 山本 健司・高橋 久・富崎 猛・池田 宏史：「並列接続型SRMのロータ位置検出の検討」，平成27年電気学会回転機リニアドライブ・家電・民生合同研究会，2015年8月7日(2015)

【著書】

- 山本 健司：「HPパーソナルコンピュータにおける光空間伝送の応用」，電子技術(雑誌)，1994年8月(1994)
- 山本 健司：「光空間伝送規格化と開発の動向」，電子技術(雑誌)，1994年8月(1994)
- 山本 健司：「フォトカプラの電力線通信への応用」，EDN誌2004年7月号(2004) (雑誌)
- Kenji Yamamoto, Andy Poh, “Automotive Isolation Amplifier for Voltage Sensing”, March issue of TechOnline and Automotive DesignLine(2009)
- 山本 健司：「～EV・HEVに向けた～車載用インバータ，第6章 インバータ向けシリアル通信化によるノイズ対策」，株式会社トリケップス(2012) (専門書籍)
- 山本健司：「シミュレーションで体験！フィードバック制御入門」，Interface (インターフェース)，2014年 04月号(2014) (雑誌)

【特許】

特許出願件数：15件 延べ32件(諸外国への出願を含む)

ID	Name of invention	考案の名称	出願先 Applied to	出願日 Filing date	出願番号 App.#	特許登録書類 Registered #	Right holder	共同発明者 Co-inventor(s)
1	Sampling circuit	サンプリング回路	Japan	1985/07/15	実用出願昭60-108072	実用登録1911707	Agilent Technologies, Japan	
2	Pulse Generator	パルス発生器	Japan	1986/09/01	特許出願昭61-205627	特許2765828	Agilent Technologies, Japan	桒皮清康 (Kiyoyasu Hiwada)
3	Device of controlling photo coupler and method of controlling the same device	フォトカプラの制御装置及び フォトカプラの制御方法	Japan	2005/11/15	特許出願2005-329927		Agilent Technologies, Japan	
4	Photocoupler with compensation circuit	線形性を改善したフォトカプ ラ装置	Japan	2003/07/15	特願2003-197347		Agilent Technologies, Japan	伊藤 寛 (Hiroshi Ito)
			US	2004/06/22	US20040873886 20040622	US007449706B2	Avago Technologies Pte. Ltd	伊藤 寛 (Hiroshi Ito)
			UK	2004/06/28	GB20040014365 20040628	GB2404104B	Avago Technologies Pte. Ltd	伊藤 寛 (Hiroshi Ito)
			HnKng	2005/07/06	5105688.1	HK1072842	Agilent Technologies, Japan	伊藤 寛 (Hiroshi Ito)

5	Optical communication systm, and lighting apparatus and terminal used for same	光通信システム、及びそれに使用される照明装置、端末装置	Japan	2005/07/05	特願 2 0 0 5 - 1 9 5 9 0		Agilent Technologies, Japan	
			France	2006/07/04	FR20060006052		Agilent Technologies,	
			UK	2006/07/03	GB20060013206		Agilent Technologies,	
			US	2006/06/30	US20060479837		avago Technologies Pte. Ltd	
			Germany	2006/07/04	DE200610030878		avago Technologies Pte. Ltd	
			China	2006/07/04	CN20061098417		avago Technologies Pte. Ltd	
			Japan	2004/09/01	特願 2 0 0 4 - 2 5 3 9 3 6		Agilent Technologies, Inc.	
6	Optical communication system and lighting system used therefore	光通信システム及びそれに用いられる照明装置	Europe	2005/08/25	EP20050107811	EP1633060 (B1)	Avago Technologies Pte.	
			US	2005/08/26	US20050212980	US7548698 (B2)	Avago Technologies Pte.	
			Germany	2005/08/25	DE200560002805 T		AVago Technologies Pte.	
			Japan	2003/08/05	特願 2 0 0 3 - 2 8 7 1 5 5		Agilent Technologies, Inc.	里方明彦
7	LED drive circuit	発光ダイオードの駆動回路	US	2004/06/22	US20040873893	US7480463 (B2)	Lite On Tech.	Akihiko
			Germany	2004/07/28	DE200410036590		Agilent Technologies, Inc.	Akihiko Satokata
			Japan	2000/11/30	特願 2 0 0 0 - 3 6 5 9 1 5		Agilent Technologies, Inc.	村田耕
8	Home security video system using internet technique	セキュリティシステム	US	2001/11/20	US20010989772	US7034681 (B2)	Agilent Technologies, Inc.	Koh Murata
9	Voltage-stabilizing sampling pulse generator		Japan	1988/10/25	実願昭 6 2 - 5 4 5 7 3	実用登録2520928		

10	(LED lighting)Device and method for driving LED.	LEDを駆動するための装置および方法	Japan	2006/08/29	特許出願2006-232786		アバゴ・テクノロジーズ・イー・シー・ピー・アイ・ピー（シンガポール）プライベート・リミテッド	Lum Richard
			US	2007/08/29	US20070847273	US7564198B2	Avago Technologies Pte.	Lum Richard
			Germany	2007/08/24	DE200710040152		Avago Technologies Pte.	Lum Richard
			China	2007/08/29	CN20071142585		Avago Technologies Pte.	林国強 (Lum Richard)
11	Switch circuit implementation	スイッチ回路	Japan	昭和63年10月31日	実公昭63-143010		横河・ヒューレット・パットカード㈱	
12	AC/DC measuring circuit	交流/直流測定器	Japan	1984/01/13	実用出願昭59-003284	実用登録2003663	横河・ヒューレット・パットカード㈱	
13	Acceleration feedback to the operator by means of stereophony	遠隔縦用フィードバック装置	Japan	1999/12/13	特許出願平11-352516		山本健司	
14		ステアリング軸を備えた車両のふらつき防止装置	Japan	2012/01/30	特許出願2012-017360			高橋久 有賀正光 手塚庸介
15		モータ制御装置及びロータ位置検出装置		2013年			シンフォニアテクノロジー株式会社	後田村沢橋 伸昌、村裕彦、河博年、白井幸希、高橋久、山本健司